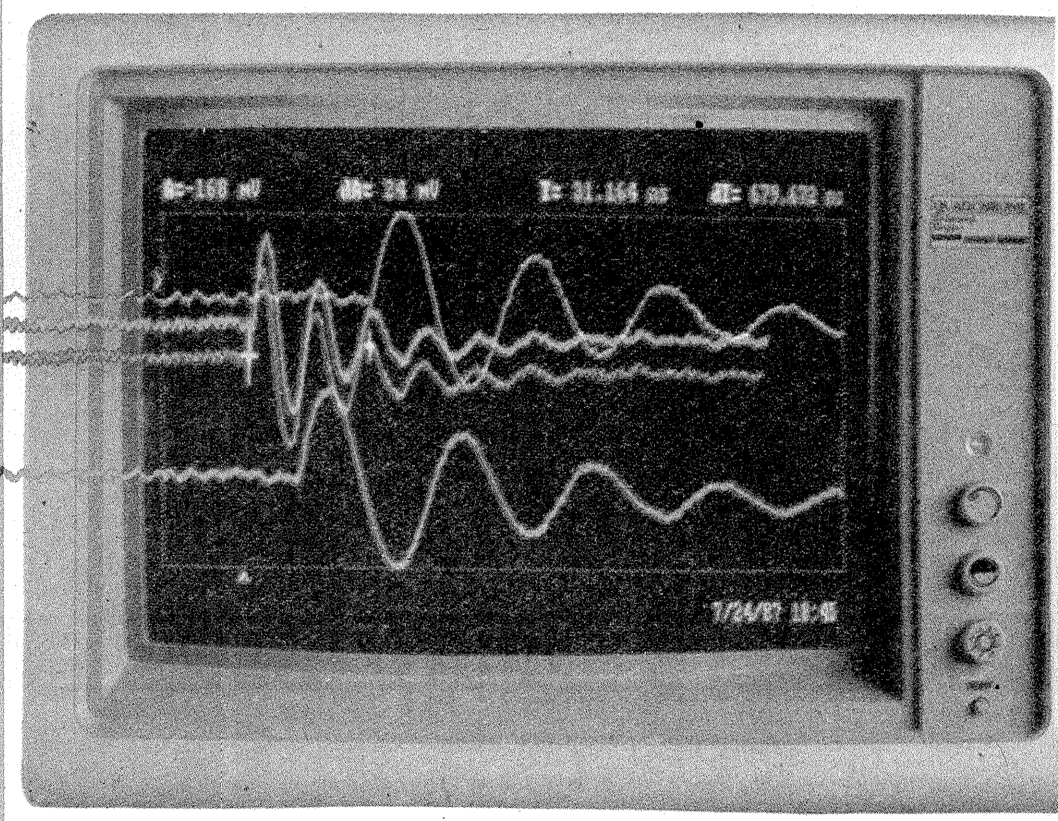
Tehnium

ANUL XX NR. 234–235 5-6/1990

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

SUMAR



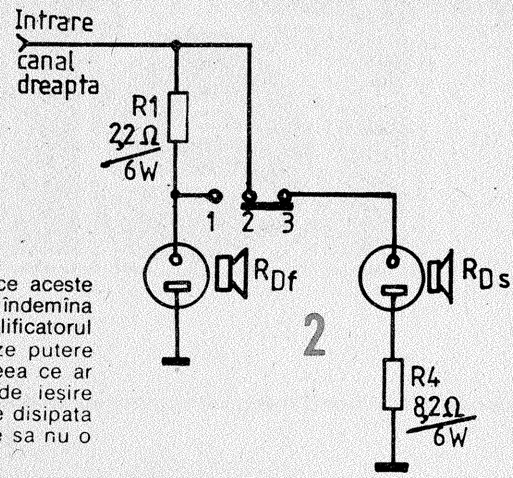
ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM", BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1, COD 79784, OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON: 18.35.66 - 17.60.10/2059

PREȚUL 5 LEI

CT

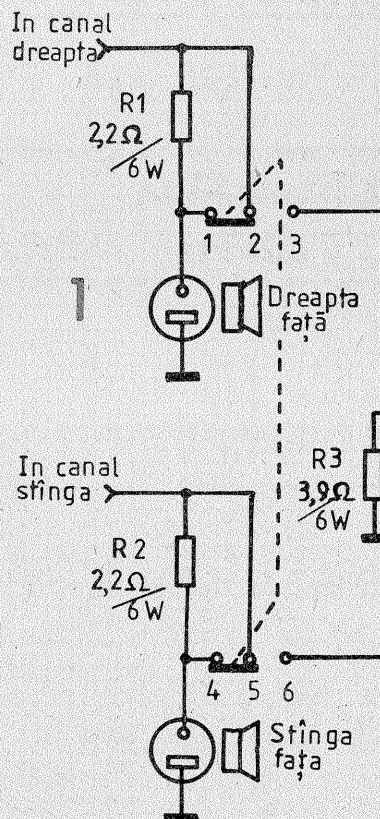
ADAPTOR PSEUDOCVADROFONIE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI



Cvadrofonia reprezinta reconstituirea reliefului muzical cît mai fidel prin intermediul a patru canale separate. De obicei, incintele acustice corespunzatoare celor patru canale se amplaseaza în cele patru colțuri ale camerei, ideal fiind ca ascultatorul sa se instaleze la intersecția diagonalelor dreptunghiului astfel format. Acest sistem a fost încercat pe piața echipamentelor audio de inalta fidelitate la începutul anilor '70, dar nu a avut succesul scontat datorita faptului ca îmbunatațirile aduse în privința reliefului sonor, deci a redarii cît mai fidele a „sound"-ului original, nu erau pe masura efortului financiar facut de amatorul de HI-FI pentru achiziționarea unei astfel de aparaturi (daca ne referim numai la preamplificatorul audio+amplificatorul de putere, acestea necesita patru canale separate, eventual identice celor din spate cu cele din fața).

Adaptorul propus în figura 1, de o simplitate deosebita, la îndemîna oricarui electronist amator incepator, cauta sa realizeze un efect pseudocvadrofonic (de fapt, dublu-stereo) cu ajutorul oricarui amplificator stereofonic obisnuit. Montajul se poate realiza cu ajutorul a numai trei rezistențe (care sa suporte minimum 6 W) și cu un comutator dublu cu doua poziții care face trecerea de pe poziția „stereo" pe poziția „pseudocvadro", in funcție de dorința constructorului, în special pentru a putea face o comparație directa între cele doua variante de utilizare. Pe poziția „stereo", contactele 1 și 2, respectiv 4 și 5, sînt închise, suntînd astfel rezistențele R1, respectiv R2, deci la ieșirea amplificatorului sînt conectate numai incintele acustice dreapta-fața, stînga-fața. Trecînd comutatorul pe poziția „pseudocvadro", in serie cu fiecare din boxele amplasate în fața se introduce cîte o rezistența de 2,2 Ω. În plus, in paralel pe fiecare canal se mai introduce cîte o boxa (dreapta-spate, respectiv stînga-spate), amîndoua inseriate cu aceeași rezistența R3 = 3,9 Ω. Pentru ce aceste artificii? Răspunsul este la îndemîna oricui: pentru ca amplificatorul sa nu fie nevoit sa debiteze putere pe o sarcina prea mica, ceea ce ar putea implica un curent de ieșire prea ridicat și deci o putere disipata pe care tranzistoarele finale sa nu o poata suporta. Practic, impedanța de sarcina a amplificatorului trebuie sa fie cît mai constanta în spectrul audio și egala cu cea specificata de catre constructor. Faptul ca incintele acustice amplasate in spate se termina pe aceeași rezistența R3 creeaza o ușoara diafonie între canalul stîng și cel drept (spate), dar aceasta este departe de a fi suparatoare, ba chiar se apropie mai mult de cazul real, cînd oscilațiile acustice reflectate de peretele din spatele ascultatorului se compun, efectul stereo venit de aici (prin reflexie) fiind mai puțin pregnant decît cel venit direct de la sursa.



O varianta constructiva ușor modificata și care ar face o separare totala între cele doua canale este urmatoarea: se elimina rezistența R3 și circuitul incintelor acustice din spate, se va închide spre masa separat, fiecare printr-o rezistența de 8,2 Ω/6 W. În cazul folosirii unor incinte acustice cu impedanța de 4 Ω, dintr-un calcul simplu va rezulta impedanța echivalenta în cazul funcționarii pe poziția „pseudocvadro" (fig. 2):

$$R_A = R_1 + R_{Df} = 2,2\ \Omega + 4\ \Omega = 6,2\ \Omega \quad (1)$$

$$R_B = R_4 + R_{Ds} = 8,2\ \Omega + 4\ \Omega = 12,2\ \Omega \quad (2)$$

$$R_{ech} = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B} = \frac{6,2 \cdot 12,2}{6,2 + 12,2} = \frac{75,64}{18,4} = 4,11\ \Omega \quad (3)$$

Constructorul va alege varianta constructiva dorita. Montajul realizat pe o placuța mica poate fi introdus în cutia amplificatorului, montînd comutatorul și cele doua mufe suplimentare de boxe în funcție de spațiul disponibil pe capacul din spate. Montajul este conceput sa funcționeze pîna la puteri de 30 W. Pentru puteri mai mari rezistențele vor fi de putere mai mare.

CIRCUITE STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Ing. AURELIAN MATEESCU

În momentul actual, în domeniul stabilizatoarelor de tensiune sînt extrem de raspîndite schemele ce conțin circuite integrate specializate, avînd performanțe foarte bune și un numar redus de componente. Aceste circuite nu sînt înca, din nefericire, ușor de procurat.

Pe de alta parte, constructorul amator recurge la utilizarea unor stabilizatoare de tensiune cu componente discrete cu o configurație foarte complicata, atras de performanțele declarate, fara ca acest lucru sa fie justificat.

În cele ce urmeaza sînt prezentate cîteva scheme de stabilizatoare realizate cu componente discrete, lucrînd în domeniul uzual de tensiuni, cu performanțe foarte bune.

1. Primul montaj (fig. 1) este un stabilizator serie ce utilizeaza un circuit de gen tranzistor compus. Acest circuit este asemanator unui Darlington (ambele sînt prezentate în figura 2 a, b) și permite obținerea unui cîștig ridicat în curent. Pentru o tensiune de intrare U_{in} = 15 V ± 20%, tensiunea de ieșire este de 6 V. Curentul maxim livrat de sursa este de 1 A.

Impedanța interna a sursei la ieșire este:

R_{out} = 2 Ω pentru I_{out} = 0 ÷ 50 mA;
R_{out} = 0,1 Ω pentru I_{out} = 50 ÷ 500 mA;
R_{out} = 0,02 Ω pentru I_{out} = 0,5 — 1 A.

Factorul de stabilizare este mai bun de 50 pentru I_{out} = 0,5 A. Tranzistorul de putere va fi montat pe un radiator cu rezistența termica de maximum 15°C/W.

2. Al doilea stabilizator (fig. 3) are tensiunea de ieșire de 12 V și livreaza un curent maxim de 2 A.

Cele trei elemente de reglaj permit:

— reglarea factorului de stabilizare la valoarea maxima din semireglabilul de 100 kΩ;

— impedanța sursei se ajusteaza la minimum din rezistența reglabila bobinata de 0,15 Ω, care trebuie sa permita trecerea curentului de sarcina fara încalzire apreciabila;

— trimerul semireglabil de 250 Ω permite ajustarea tensiunii de ieșire la valoarea nominala.

Tranzistorul 2N3055 se va monta pe un radiator cu rezistența termica sub 5°C/W, iar pe tranzistorul BC140-6 se va monta un radiator cu aripioare. Se poate utiliza și BD135 cu β > 100.

3. În figura 4 este prezentat un stabilizator pentru U_{out} = 9 V/50 mA, avînd tensiunea reziduala redusa, recomandat pentru circuite audio de mica putere.

4. Stabilizatorul prezentat în figura 5 dispune de protecție la scurtcircuit. Curentul maxim la ieșire pentru care acționeaza protecția poate fi calculat cu relația:

$$I_{out\,max} = \frac{h_{FE} \cdot (U_{out} - U_Z)}{R}$$

unde h_{FE} = cîștigul în curent al tranzistorului de putere (considerînd și rezistența de 3,9 kΩ între B—E), iar R = rezistența totala în circuit, formata de rezistența de 470 Ω și semireglabilul de 1 kΩ. Semireglabilul de 250 Ω permite ajustarea tensiunii de ieșire, iar cel de 1 kΩ permite fixarea curentului la ieșire pentru care acționeaza protecția.

5. Stabilizatorul prezentat în figura 6 permite reglarea tensiunii la ieșire în domeniul U_{out} = 6 ÷ 15 V și livreaza un curent de maximum 0,6 A. Tensiunea la intrare variaza între 20 V și 22 V. Circuitul dispune de o protecție la suprasarcina executata cu tiristorul BRX44 (echivalent cu T1N1), care se deschide atunci cînd tensiunea pe R = 1 Ω (bobinata) depășește valoarea de 1 V. Baza tranzistorului Darlington (tranzistorul serie) este pusa la masa și circuitul se blocheaza. Deblocarea se executa numai prin întreruperea tensiunii de intrare, U_{in}. Rezistența R = 1 Ω de pe ramura negativa are ca efect și reducerea rezistenței interne a sursei.

6. Stabilizatorul din figura 7 permite reglarea tensiunii la ieșire în domeniul 0 ÷ 15 V. Curentul maxim livrat sarcinii este de 1,5 A. Tensiunea de intrare este cuprinsa în domeniul 17 V ÷ 20 V. Tensiunea negativa auxiliara este cuprinsa între −16 V și −20 V. Un tranzistor compus este utilizat ca element regulator serie similar unui tranzistor de putere pnp cu cîștig ridicat. Pentru o temperatura a mediului ambiant de 45°C, tranzistorul 2N3055 necesita un radiator cu rezistența termica sub 3,5°C/W. De asemenea, se va utiliza un radiator stea pentru BC360. Se poate utiliza în loc de BC360 și un BD136 avînd β > 100.

Circuitul are un factor de stabilizare de cca 100 și prezinta o rezistența interna de cca 50 mΩ.

7. În figura 8 este prezentat un stabilizator special proiectat pentru tensiunea de 1,15 V cu care se alimenteaza, de exemplu, ceasurile electronice. Tensiunea de intrare este livrata de orice tip de baterie cu $U_{nominal}$ = 1,5 V. Tensiunea maxima a unei baterii atinge 1,8 V, dar, pe masura epuizarii elementului, ea scade pîna la 1,2 V și chiar sub aceasta valoare.

→

Stabilizatorul lucrează pentru U_{in} = 1,8 ÷ 1,2 V; sub această tensiune nu mai asigura U_{out} = 1,15 V. Curentul livrat sarcinii este de maximum 5 mA, suficient pentru orice tip de ceas electronic.

Tensiunea de referința în acest montaj este cea de pe joncțiunea B—E a tranzistorului T_2, care prin intermediul lui T_1 controleaza elementul serie T_3 = BC252C. Rezistența R1 din baza lui T_1 este astfel dimensionata încît T_3 sa fie saturat atunci cînd T_2 nu conduce. Cînd U_{out} = 1,15 V, în colectorul lui T_2 apare un curent care reduce curentul din baza lui T_1, astfel ca la ieșire U_{out} sa ramîna constanta. Tensiunea de referința U_{REF} este de cca 420 mV pentru I_{REF} = 1μA. Divizorul R2—R3 asigura U_{out} = 1,15 V. Daca se reduce valoarea lui R1, se poate obține creșterea curentului de sarcina peste 5 mA.

Rezistența interna a sursei este de 1÷2 Ω.

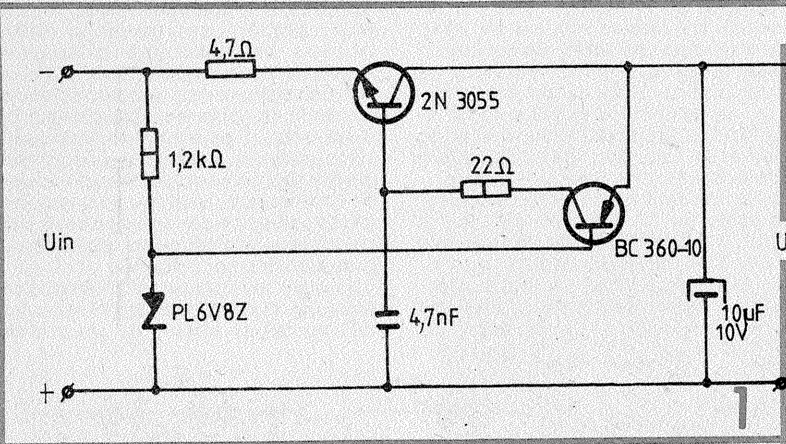
Pentru U_{in} = 1,2÷1,8 V se obține la ieșire U_{out} = 1,15 V ± 70 mV.

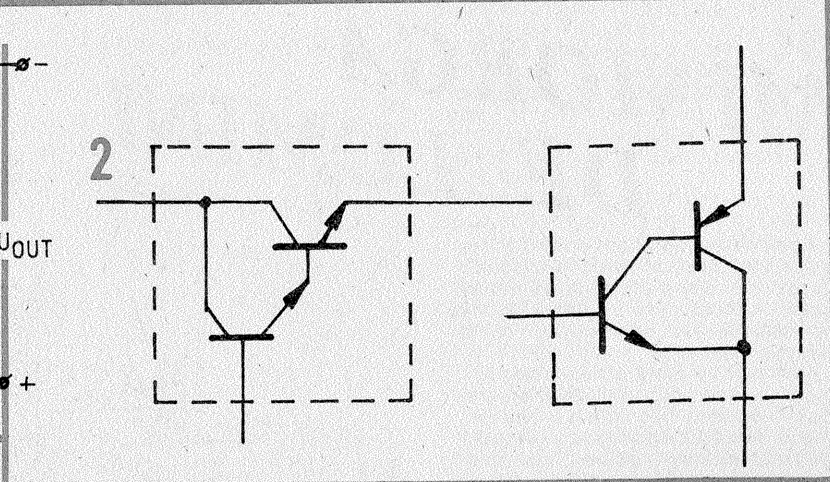
Se vor utiliza componente de buna calitate (rezistoare cu pelicula metalica cu toleranța de ±1%), iar tranzistoarele vor avea β > 200.

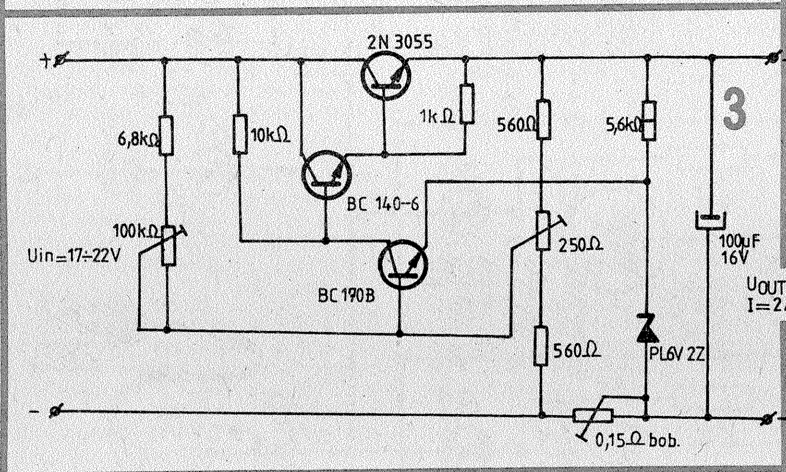
BIBLIOGRAFIE:

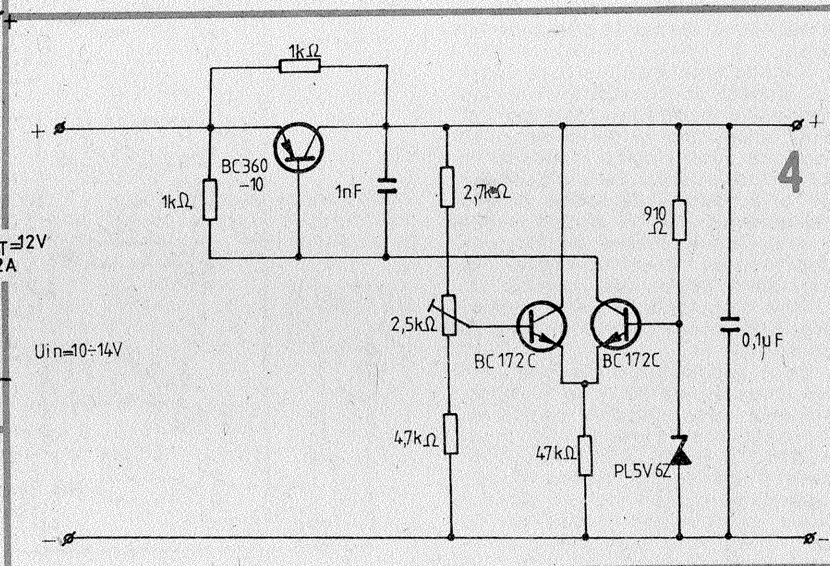
ITT — Voltage Regulators Basics and Applications, 1978.

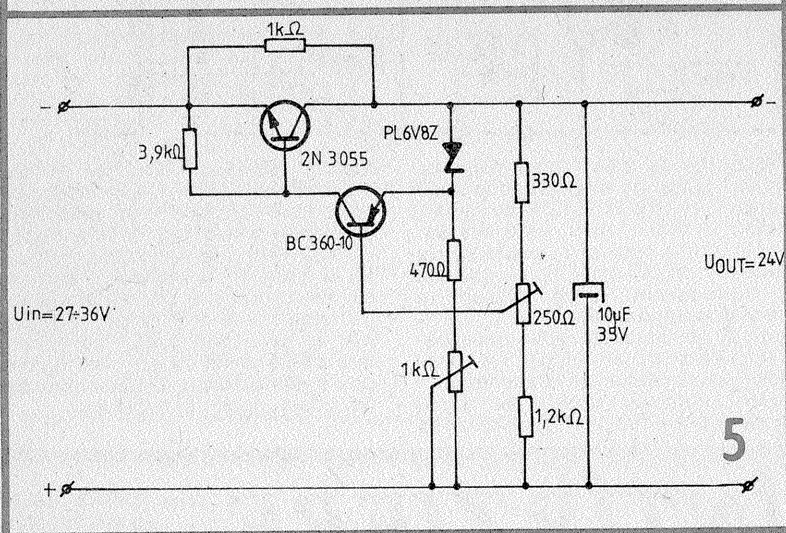
Colecția „Tehnium", 1980—1989.

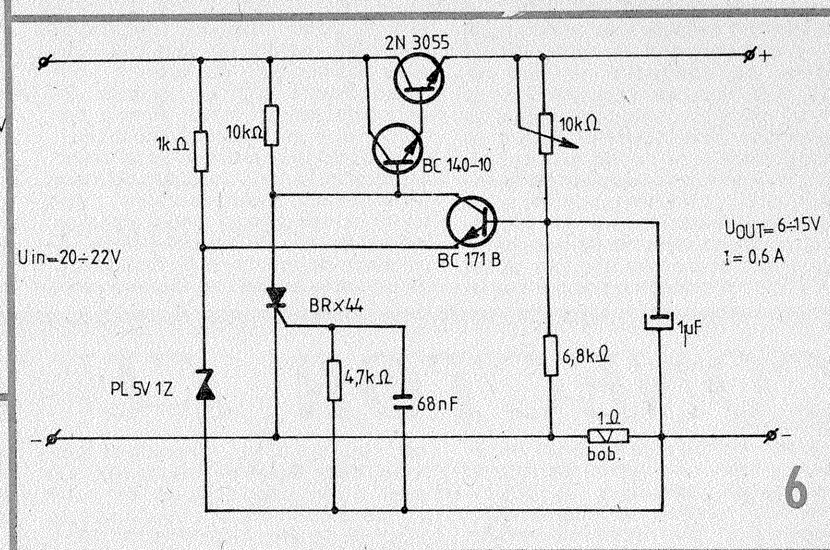


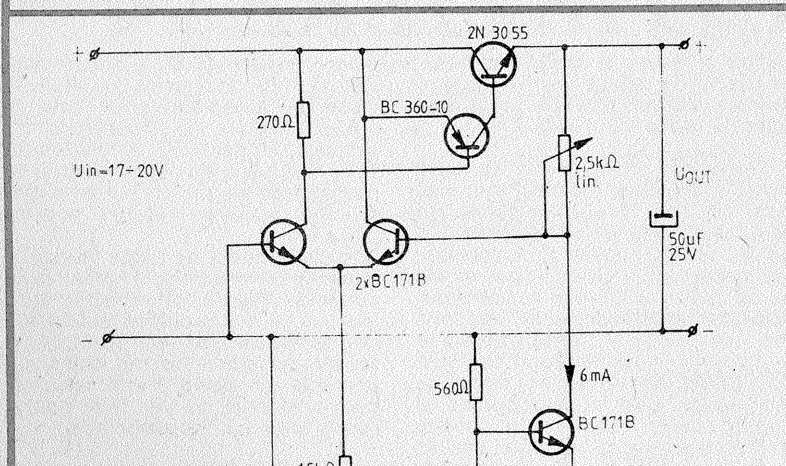


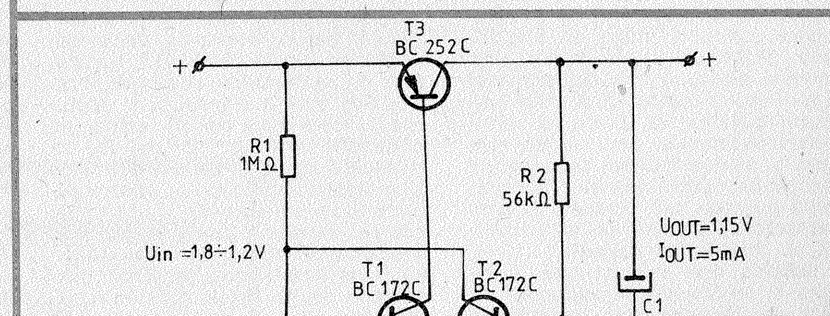












MINIORGĂ DE LUMINI

G.D. OPRESCU

Folosită în ultimii ani pentru înfrumusețarea spectacolelor și a serilor de dans în săli mari, orga de lumini poate fi construită și într-o formă miniaturală, de apartament, ca o atracție amuzantă.

În figură se arată schema de principiu a unei orgi cu tranzistoare. Deși folosește beculețe cu consum redus, efectul de cascadă luminoasă colorată poate fi obținut mai mult decît suficient pentru o încăpere de locuit, cu o cheltuială destul de redusă.

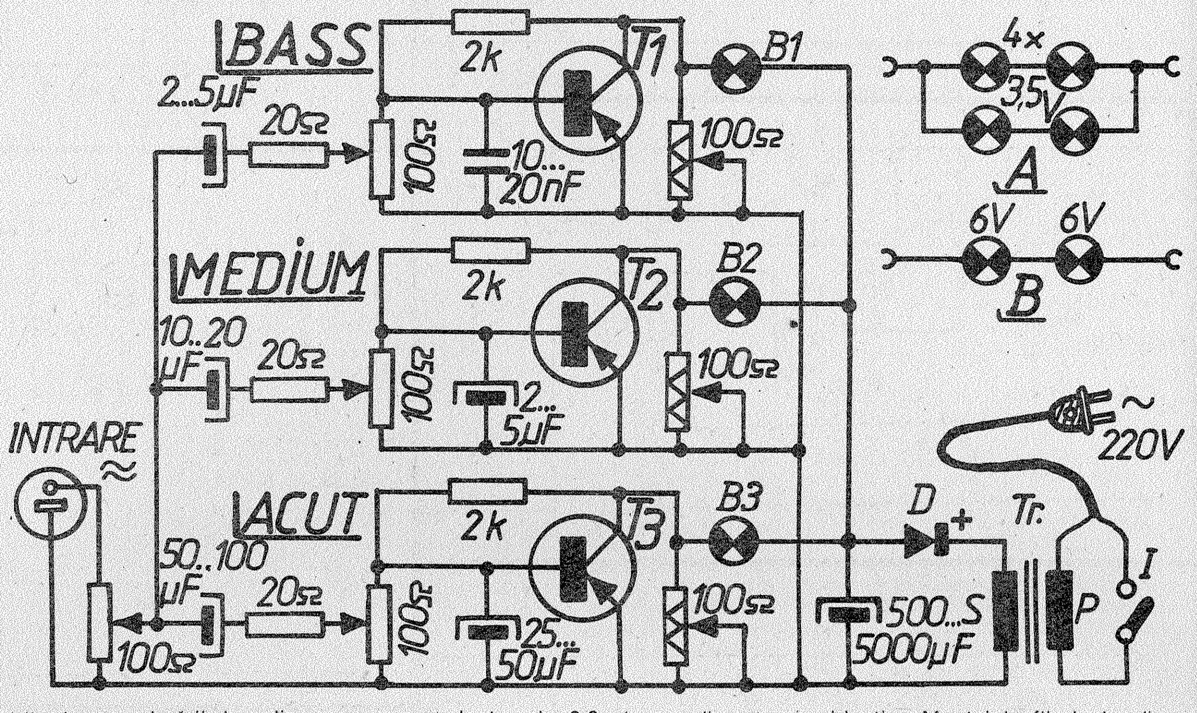
Intrarea montajului se conectează la ieșirea unui magnetofon sau pick-up, cu putere mai mare de 1 W. Prin potențiometrul de la intrare se reglează sensibilitatea instalației în funcție de volumul de audiție. Filtre de o simplitate deosebită produc desfacerea curbei de răspuns audio în trei canale, fiecare ducînd, prin deschiderea unui tranzistor, la aprinderea unui bec colorat. În funcție de puterea becurilor folosite, orga poate avea diverse variante de construcție.

Dacă se utilizează beculețe auto tip „cireașă", de 12 V la 5—10 W, montajul cere utilizarea unor tranzistoare de putere, de tipul ASZ15...18, OC26, AD130 sau echivalente. Ele se vor monta, fiecare separat, pe cîte un radiator din aluminiu, cu suprafața minimă de 50 cm². Transformatorul trebuie să livreze în secundar 10—12 V, la 3—5 A, deci un miez de tole de minimum 7—8 cm². Primarul va avea 1 400 de spire, cu conductor emailat de 0,3...0,35 mm, iar secundarul circa 70 de spire, cu conductor emailat de minimum 1 mm diametru. Pentru ca tranzistoarele să nu fie suprasolicitate de consumul exagerat al becurilor, al căror filament, la rece, are o rezistență foarte redusă, de asemenea pentru ca becurile să nu aibă filamentele suprasolicitate din punct de vedere mecanic ca urmare a dilatării și comprimării lor din cauza aprinderii pulsate, se face preîncălzirea filamentelor cu ajutorul unor potențiometre bobinate, plasate între colectoare și masă. Aceste potențiometre se plasează într-o poziție a cursorului astfel ca la întuneric filamentul fiecărui bec să fie ușor incandescent, roșu „sumbru". Potențiometrele pentru preîncălzire se montează nu pe panoul frontal, ci pe placa de montaj și se reglează, o dată pentru totdeauna, la punerea în funcțiune a montajului, fără semnal la intrare. Se pot folosi rezistențe bobinate, cu conductor gros de nichelină, cu valoare minimă de 20 Ω, cu un cursor de tablă, construite în regim propriu. Pentru redresare se poate utiliza o diodă de mare putere, de exemplu o diodă auto de tipul RA120 (220) sau echivalentă; de asemenea, se pot utiliza joncțiuni valide de tranzistoare de putere.

Altă variantă poate utiliza beculețe de scală de 12 V la 100 mA. Pot fi utilizate tranzistoare de putere mai mică, bineînțeles cu radiator, de tipul AC180 sau echivalente; transformatorul de rețea poate fi unul de sonerie, rebobinat în secundar cu conductor de 0,6—1 mm diametru. Se pot plasa, de exemplu, cîte două becuri de 12 V în paralel pe fiecare canal, la limită chiar trei. Altă variantă, ca în detaliul A, poate utiliza beculețe de 3,5 V — 0,2 A, plasate în serie-paralel, la o tensiune a transformatorului de 5—6 V. În figura B se utilizează doar două beculețe de scală de 6,3 V/0,3 A, înseriate, la tensiune de alimentare în curent continuu de 12...14 V. În toate aceste cazuri, preîncălzirea beculețelor cruță atît viața lor, cît și a tranzistoarelor folosite. Bineînțeles, dioda redresoare poate fi una mai „slabă", de exemplu F407. Aceasta nu înseamnă că nu se poate construi orga de lumini direct cu tranzistoare de putere, folosind beculețe de putere mică, cuplate în serie sau în paralel. Acestea, colorate conform înțelegerii de repartizare a domeniilor de frecvență, pot fi compactate sub forma unui buchet multicolor care se plasează sub un abajur de plastic sau sticlă cu fațete ori într-un reflector.

Pentru redări stereo se pot construi două asemenea orgi de lumini, cu montaj și sistem de prezentare identic. Montajul, fiind de dimensiuni reduse, poate fi ușor adăpostit chiar sub abajurul sau reflectorul care cuprinde și becurile pilotate.

Fiind vorba de un montaj alimentat la rețea, se va veghea cu strictețe să se folosească un transformator de rețea foarte bine izolat între primar și secundar, cablul de conectare să fie la fel ca și conectoarele, de tip standardizat. Orice improvizație poate duce la neplăceri.



CONECTOR CU ÎNTÎRZIERE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Acest modul este destinat remedierii efectelor neplăcute ce apar la punerea sub tensiune a unui preamplificator. Acestea se datorează fenomenelor tranzitorii ce există într-un montaj electronic pînă la stabilirea punctului static de funcționare (P.S.F.-ul) și se traduc prin anumite pocnituri în difuzoare. Modulul rezolvă aceste probleme prin scurtcircuitarea la masă a ieșirii preamplificatorului cînd acesta este oprit și așteaptă cîteva secunde (în funcție de valorile pieselor folosite) după punerea sub tensiune și apoi deblochează canalul, lăsînd semnalul să treacă mai departe.

Schema este reprezentată în figura 1. Montajul este alimentat direct de la unul din secundarele transformatorului de rețea. Redresarea se face cu o punte formată din patru diode redresoare de tipul 1N4148, 1N4449, BA170, BA158 sau echivalente. În lipsă de altele se pot folosi chiar diode din familia 1N4001 etc., dar consumul nu justifică folosirea unor astfel de dispozitive. Un ușor filtraj este asigurat de către condensatorul C_1 ce are valoarea de 10μF/25 V. Prin rezistența R_1 se va încărca condensatorul C_2. Cînd tensiunea pe condensator depășește tensiunea diodei Zener DZ, tranzistorul T_1 se deschide, alimentează releul Rel, care anclanșează și deblochează cele două căi de semnal ale preamplificatorului. Dioda D_6 se montează clasic, în paralel cu releul, și protejează tranzistorul contra supratensiunilor datorate inductanței bobinei releului. Dioda D_5 permite descărcarea rapidă a condensatorului C_2 la întreruperea tensiunii, descărcare ce se produce prin rezistența R_2.

La conectarea tensiunii, releul anclanșează cu întîrziere; în schimb, la întreruperea ei, acesta declanșează instantaneu. Un exemplu de folosire a acestui montaj îl reprezintă intercalarea sa între amplificatorul de putere și ieșirea preamplificatorului, în poziția de repaus ieșirile stînga și dreapta ale acestuia din urmă fiind puse la masă.

Tensiunea alternativă, aplicată punții redresoare, poate fi cuprinsă între 10 V și 15 V. Bineînțeles, nu este obligatoriu să se folosească o punte, se poate folosi și o redresare monoalternanță cu ajutorul căreia să se obțină la bornele condensatorului de filtraj o tensiune continuă mai mare de 13 V. O altă variantă ar fi folosirea unei tensiuni continue culeasă de la stabilizatorul stației de amplificare, caz în care puntea și condensatorul C_1 pot fi omise. Avînd în vedere că montajul are un consum redus (la 15 V tensiune continuă de alimentare, curentul absorbit este de 14 mA), nu se pune problema suprasolicitării stabilizatorului. Timpul de întîrziere după care releul este anclanșat se poate schimba după dorință, modificînd valorile rezistenței R_1 și ale condensatorului C_2. Orientativ, următoarele valori dau următoarele rezultate: R_1 = 82 kΩ și C_2 = 100 μF rezultă $\tau_1 \simeq 8$ secunde, iar pentru C_2 = 10 μF rezultă $\tau_2 \simeq 2$ secunde. Constructorul își poate alege singur timpul dorit, modificînd adecvat valorile acestor piese.

Același modul se poate realiza și folosind un tranzistor pnp. Această variantă (figura 2) funcționează identic; se vor modifica polaritățile condensatoarelor electrolitice și sensul diodelor. Desenul cablajului imprimat din figura 3 este valabil și pentru varianta cu tranzistor npn și pentru cea cu tranzistor pnp.

LISTA DE PIESE

T_1 = BC107, BC108, BC171, BC172; T_1' = BC177, BC178, BC251, BC252; $D_1 \div D_6$ = 1N4148, BA157, BA170, 1N4001; DZ = PL8V2Z; C_1 = 10 μF/25 V; C_2 = 100 μF/16 V; R_1 = 82 kΩ; R_2 = 5,1 kΩ; Rel = releu 12 V.

AUTOMAT PROGRAMABIL

MAXIMILIAN KULIN, Ploiești

GENERALITĂȚI

În cazul în care se dorește pornirea sau oprirea unui consumator electric la ora fixată, pot fi realizate diverse montaje electronice sau aparate mecanice, hidraulice etc.

Pentru un amator cu mijloace materiale reduse și cunoștințe tehnice limitate este de preferat, de multe ori, o construcție hibridă, care trebuie să fie simplă, sigură în exploatare și, de ce să nu o recunoaștem, ieftină.

În cele ce urmează propun celor interesați realizarea unui automat programabil care utilizează ca element de comandă un ceas deșteptător, iar ca element de execuție un releu acționat de un montaj electronic deosebit de simplu.

Acest aparat hibrid poate fi realizat de oricine, chiar dacă nu are aproape deloc cunoștințele tehnice necesare. Important este că aparatul funcționează de la prima încercare!

UTILIZARE

După cum am mai menționat, aparatul poate comanda oprirea sau pornirea unui consumator electric la ora fixată. Cea mai simplă utilizare, chiar foarte necesară în lunile de după Revoluție, ar fi aceea de a opri televizorul la ora dorită, apreciată în prealabil de telespectator ca fiind ora la care acesta a adormit în mod sigur.

Dar aparatul poate fi utilizat și pentru pornirea, dimineața, a unui aparat de radio, în acest mod eliminînd efectul neplăcut al soneriei unui ceas deșteptător. Și exemplele ar putea continua!

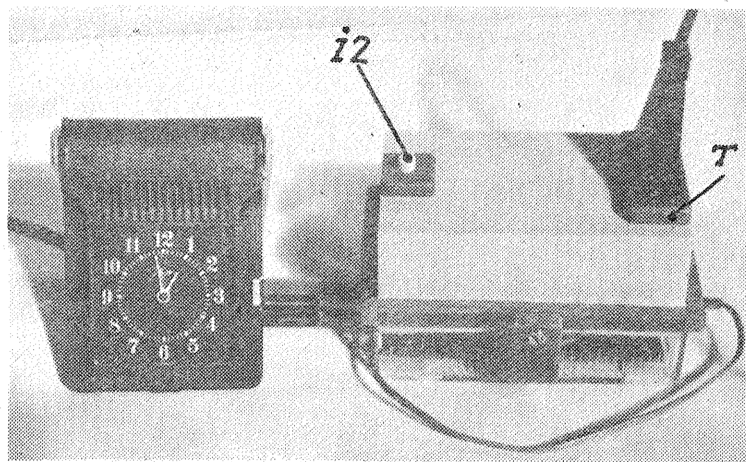
CONSTRUCȚIE

Schema prezentată în figura 1 cuprinde un alimentator în forma sa cea mai simplă, adică un transformator Tr. 1 de tipul celui pentru sonerie, un redresor monoalternanță format din dioda D1 și condensatorul C1 pentru filtraj.

Cînd întrerupătorul I1 se închide, fie și pentru o fracțiune de secundă, baza tranzistorului T, prin rezistența R1, va fi polarizată negativ și tranzistorul se va deschide, amorsînd prin rezistența R3 poarta tiristorului Th, care, la rîndul lui, se va deschide (declanșa), alimentînd releul; în acest mod contactele ND se vor închide, iar cele NI se vor deschide.

O dată amorsată poarta tiristorului, acesta va rămîne în conducție, alimentînd bobina releului și după întreruperea tensiunii de poartă; în acest mod armătura releului își va păstra poziția, deci și contactele ND și NI își vor păstra starea.

Considerînd, spre exemplu, că dispozitivul nostru a comandat întreruperea alimentării, la ora fixată, a unui televizor, este suficient să deschidem contactul I2 pentru ca tiristorul să nu mai conducă, releul să nu mai fie alimentat, iar televizorul să-și reia funcționarea prin restabilirea contactului NI.



2

OBSERVAȚII

1. Tensiunea furnizată de alimentator trebuie să asigure anclanșarea fermă a releului. Se recomandă un releu care să anclanșeze la o tensiune cît mai mică.

2. Valorile rezistențelor din schemă nu sînt critice. În funcție de tensiunea furnizată de alimentator se va alege rezistența R1.

3. A fost utilizat un releu și nu un triac, pentru a avea două posibilități de acționare, adică pornirea sau oprirea unui consumator. De asemenea, utilizarea releului, ca și a transformatorului de rețea are și rol de protecție (electrosecuritate).

4. Modul de realizare a contactului I1 în interiorul sau exteriorul ceasului depinde mult de fantezia constructorului amator. În principiu se poate admite și o variantă foarte simplificată, în care ceasul este cuplat electric la minusul alimentatorului, iar contactul I1 se realizează prin lovirea ciocănelului soneriei de capătul dezizolat al unui fir izolat ce duce la rezistența R1.

Firul poate fi fixat de carcasa ceasului și prin lipire cu leucoplast.

5. În cazul în care va fi utilizat un ceas deșteptător a cărui sonerie este acționată de o baterie electrică, montajul electronic din figura 1 va fi completat cu traseul reprezentat cu linie întreruptă.

6. Nu uitați să anulați soneria ceasului deșteptător!

Ansamblul hibrid, ceas mecanic-montaj electronic, poate fi observat în fotografia din figura 2. Carcasa utilizată pentru montajul electronic este o cutie provenită de la ramele pentru diapozitive.

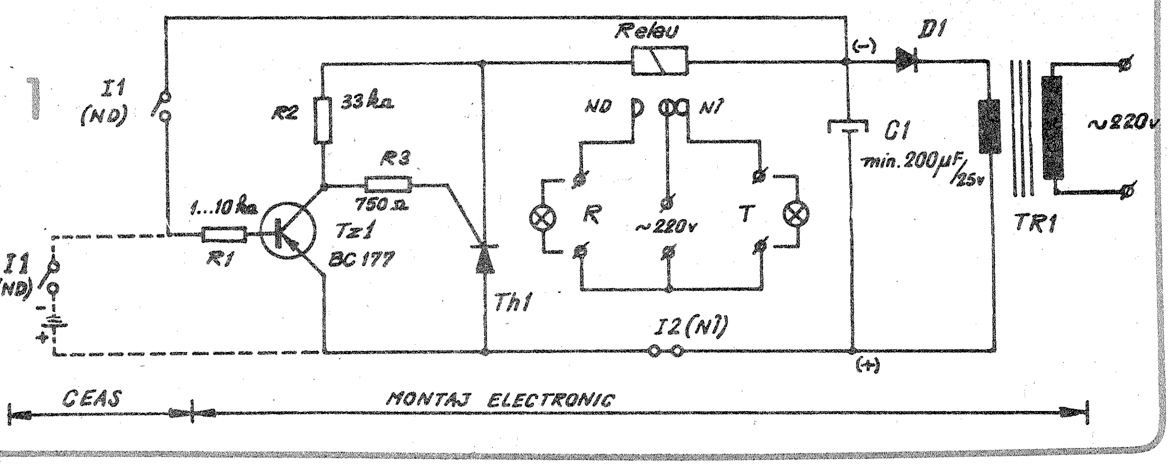
INSTRUCȚIUNI DE UTILIZARE

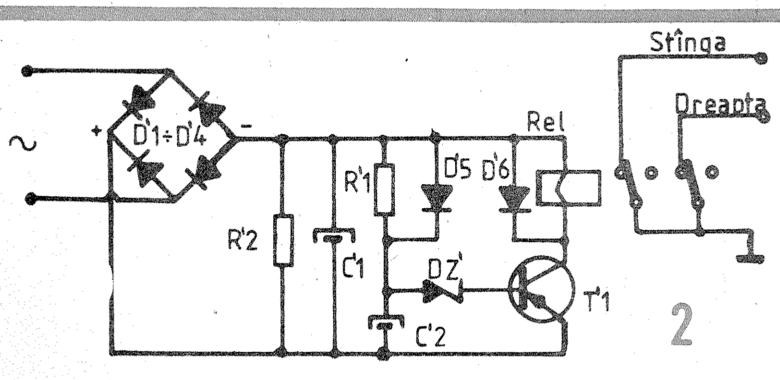
Reglăm ceasul pentru ora la care dorim pornirea sau oprirea unui consumator.

Ștecherul consumatorului va fi introduș în priza „T", în cazul în care dorim oprirea la ora fixată, sau în priza „R", în cazul în care dorim pornirea la aceeași oră.

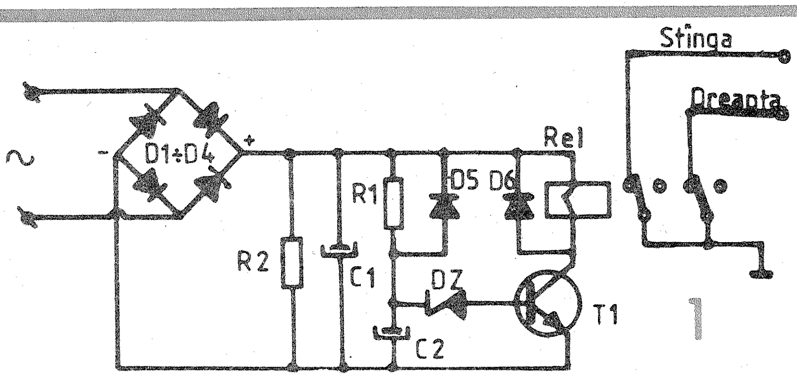
În momentul în care dorim să se revină la situația inițială este suficientă o scurtă apăsare pe întrerupătorul I2.

1

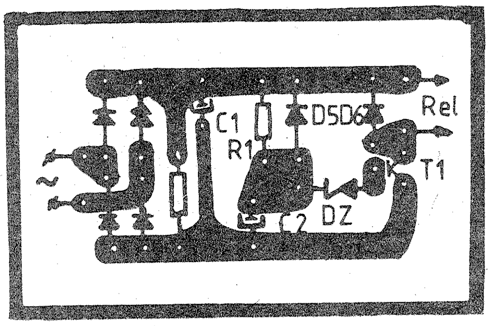




2



1



3

REGULATOARELE INTEGRATE DE TENSIUNE:

O NOUĂ GENERAȚIE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Ne vom referi în continuare doar la seria μA117/217/317, pentru care deținem date mai precise de catalog. Ele au tensiunea nominală tipică U_N = 1,25 V (min. 1,2 V, max. 1,3 V), curentul maxim de sarcină I_{omax} de cel puțin 1,5 A (tipic 2,2 A, pentru $U_i - U_o \leq 15$ V), tensiunea diferențială maximă $U_i - U_o = 40$ V. Ele au fost concepute special pentru realizarea unor surse pozitive reglabile, conform artificiului din figura 2, plaja maximă fiind orientativ 1,2 V ÷ 37 V.

Regulatoarele μA117/217/317 sînt realizate în capsulele uzuale de tranzistoare TO-3 și TO-220, cu dispunerea terminalelor indicată în figurile 3 și 4 (vedere de sus). Diferențele dintre cele trei serii constau, în esență, în domeniile temperaturilor de lucru admise: 117 — domeniu extins (−55°C ÷ +150°C); 217 — domeniu industrial (−40°C ÷ +150°C); 317 — domeniu comercial (0°C ÷ +150°C).

Ele mai au o particularitate importantă, anume faptul că trebuie să li se asigure în permanență un curent minim de ieșire (tipic 3,5 mA pentru μA117 și maximum 5 mA). Aceasta înseamnă că va trebui să luăm pentru rezistența R_1 din figura 2 valoarea de cel mult:

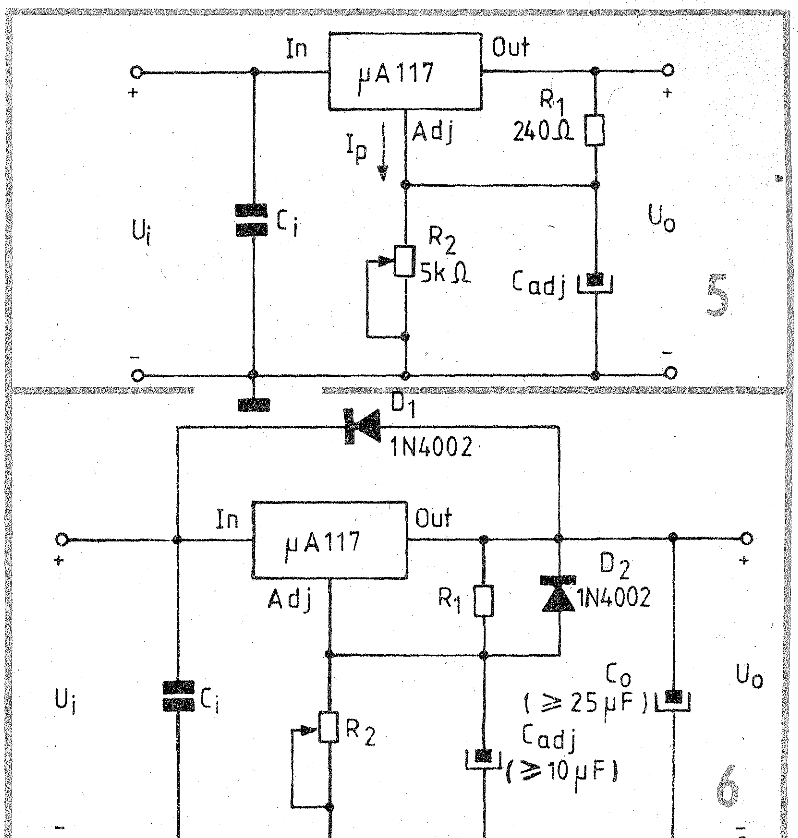
$R_1 \approx 1{,}2\ V/5\ mA = 240\ \Omega$ (2)

Tensiunea de ieșire U_o, conform artificiului din figura 2, este exprimată prin aceeași relație (1), de data aceasta însă cu U_N = 1,2 V ÷ 1,3 V. Datorită faptului că I_p este foarte mic, al doilea termen al relației poate fi adeseori neglijat în „proiectarea" rapidă, tensiunea U_o fiind practic dictată de raportul R_2/R_1.

Exemplu. Să considerăm schema de utilizare din figura 5, presupunînd pentru regulatorul μA117 valorile tipice U_N = 1,25 V, I_p = 50 μA, ΔI_p = 0,2 μA. Rolul condensatoarelor C_i și C_{adj} îl vom analiza mai tîrziu, alături de precauțiile ce se impun în privința lor.

Conform relației (1), plaja de variație a tensiunii U_o va fi aproximativ 1,25 V ÷ 27,5 V, iar fluctuațiile maxime datorate variației ΔI_p vor fi de numai cca 1 mV. În cazul cel mai nefavorabil, cînd s-ar considera ΔI_p = 5 μA, ar rezulta încă variații ΔU_{omax} nesemnificative, de numai cca 25 mV.

Nu trebuie să uităm însă că factorul real de stabilizare în ceea ce privește tensiunea de ieșire U_o nu este dat exclusiv de variațiile datorate lui ΔI_p; intervin astfel efectele variațiilor în tensiunea de alimentare U_i, în intensitatea curentului de ieșire I_o debitat etc. Per global, în plaja de curent I_o = 10 mA ÷ 1,5 A, pentru regulatorul μA117 sînt scontate variații tipice ale tensiunii U_o de 20 mV (max. 50 mV) atunci cînd $U_o \leq 5$ V, respectiv variații tipice de 0,3% (max. 1%) atunci cînd $U_o > 5$ V.



În plus, atunci cînd condițiile de disipație termică se apropie de regimul critic (care declanșează intrarea în funcțiune a protecțiilor interne), factorul de stabilizare se poate înrăutăți drastic. Este și firesc să fie așa, deoarece noile familii de regulatoare sînt prevăzute cu tot felul de limitări interne (la suprasarcină și scurtcircuit pe ieșire, la ambalare termică etc.), menite să facă — teoretic — imposibilă distrugerea lor în utilizarea normală.

Noile regulatoare 117/217/317 au, într-adevăr, performanțe net superioare în comparație cu cele din vechea familie 78XX, poate în primul rînd prin faptul că ele sînt „universale". Constructorul electronist — profesionist sau amator — nu mai este obligat să-și procure exemplare distincte pentru diversele tensiuni nominale dorite, simpla alegere a divizorului rezistiv R_2—R_1 fiind suficientă pentru „programarea" unuia și aceluiași exemplar în funcție de necesitățile concrete, într-o plajă extinsă de tensiuni uzuale (teoretic 1,2 V ÷ 37 V).

Recomandările practice privind anumite precauții și artificii de utilizare se referă în principal la: amplasarea fizică a rezistoarelor R_1 și R_2 în montaj; alegerea valorilor pentru condensatoarele C_i și C_{adj}; protejarea regulatorului integrat în cazul unor capacități mari ale condensatoarelor externe; extinderea plajei maxime de curent; semnalarea optică a intrării în regim de limitare internă (cînd performanțele de stabilizare încep să fie compromise); extinderea spre 0 V a limitei inferioare din plaja de reglaj U_o. În continuare vom comenta pe scurt aceste aspecte, pe baza datelor bibliografice disponibile.

1. Pentru obținerea performanțelor optime, rezistorul R_1 (care „vede" tensiunea de referință U_N) va fi conectat cît mai aproape posibil de regulatorul integrat. Se diminuează astfel căderile de tensiune inerente pe fire, ca și factorii perturbatori externi.

Rezistorul R_2 va avea terminalul de masă conectat în punctul de masă al rezistorului de sarcină, practic la borna minus a ieșirii U_o.

2. Tensiunea de intrare U_i, evident, nestabilizată (dar care trebuie să fie în permanență mai mare cu cel puțin 2,5 ÷ 3 V decît valoarea U_o dorită) este presupusă foarte bine filtrată pentru curentul de sarcină solicitat. Cu toate acestea, atunci cînd blocul regulator este amplasat la o distanță mai mare față de redresor, se recomandă introducerea condensatorului C_i, conectat cît mai aproape posibil de pinii integratului. El poate fi de tip disc (ceramic), cu valoarea de cca 0,1 μF, sau electrolitic (cu tantal), de 1 μF.

Condensatorul C_{adj}, care decuplează punctul median al divizorului R_1—R_2, preîntîmpină amplificarea riplului „scăpat" la ieșire, avînd valoarea orientativă de 10 μF (între 1 μF și 25 μF).

3. Unele aplicații practice mai pretențioase pot impune valori sporite pentru C_{adj}, ca și introducerea unui condensator suplimentar, C_o, pe ieșire. În astfel de cazuri se recomandă intercalarea corespunzătoare a unor diode de protecție (fig. 6), care să preîntîmpine descărcarea condensatoarelor în sensuri nepermise de regulatorul integrat. Dioda D_1 interzice descărcarea lui C_o (peste 10 ÷ 25 μF) prin regulator în cazul unui scurtcircuit accidental pe intrarea U_i, iar dioda D_2 interzice descărcarea lui C_{adj} prin regulator în cazul unui scurtcircuit pe ieșire.

4. Pentru extinderea plajei maxime de curent se pot imagina, ca și în cazul familiei 78XX, diverse scheme care se bazează pe utilizarea unor tranzistoare externe de putere adecvată. Esențial este însă să nu se „piardă" protecțiile existente. De exemplu, în figura 7 este sugerată o variantă care utilizează un tranzistor de tip pnp (siliciu, de putere, de pildă un 2N5871).

Analizînd schema, observăm că tensiunea de ieșire U_o este impusă tot de către regulatorul integrat, prin intermediul divizorului R_1—R_2. Curentul de intrare I (practic egal cu cel de sarcină, I_o) se ramifică

însă în nodul A în componentele I_1 — via R_3, D și regulator și I_2 — prin R_4 și T.

Ideea este de a permite să treacă prin regulator un curent maxim I_{1max} egal cu cel maxim suportat de integrat, în cazul nostru de 1,5 A, iar diferența pînă la valoarea dorită I_{max} a curentului de ieșire să fie „dirijată" sub forma lui I_{2max} prin R_4 și T:

$$I_{omax} \approx I_{max} = I_{1max} + I_{2max} \quad (3)$$

Dacă dioda D este și ea cu siliciu (de cel puțin 2—3 A, pentru siguranță), putem considera aproximativ egale căderile de tensiune în direct pe ea și pe joncțiunea BE a lui T. În consecință, raportul curenților I_{1max} și I_{2max} este determinat practic de raportul celor două rezistențe R_4 și R_3:

$$I_{1max}/I_{2max} = R_4/R_3 \quad (4)$$

Prin combinarea ultimelor două relații obținem expresia curentului maxim dorit:

$$I_{max} = I_{1max} \cdot (1+R_3/R_4) = 1{,}5\ A \cdot (1+R_3/R_4) \quad (5)$$

Dimensionarea rezistențelor R_3 și R_4 este aparent arbitrară, cu condiția ca raportul lor să satisfacă relația (5) pentru valoarea I_{max} dorită. Practic însă, noi nu avem interesul să disipăm pe aceste componente cantități însemnate de energie, nici să mărim substanțial tensiunea necesară de alimentare, pentru a compensa căderea pe R_3, respectiv pe R_4. O soluție avantajoasă este aceea de a admite pe R_3 o cădere maximă de tensiune de cca 1 V la curentul I_{1max}, deci de a lua aproximativ:

(CONTINUARE ÎN PAG. 29)

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Prin urmare, pentru oricare din firele noastre, raportul R dintre tensiunea U aplicată la capetele sale și intensitatea I a curentului ce-l străbate este constant,

$$\frac{U}{I} = R = \frac{1}{c} \cdot \frac{\ell}{S} \quad (35)$$

și el se numește, prin definiție, **rezistența electrică** a firului respectiv. După cum vedem, rezistența este determinată de lungimea l și secțiunea S (în general, de dimensiunile și forma conductorului), dar și de natura materialului din care este alcătuit, prin intermediul constantei c. Tot prin definiție, constanta c din relația (35) se numește **conductivitatea electrică** a materialului respectiv, iar inversul ei

$$\rho = \frac{1}{c} \quad (36)$$

se numește **rezistivitatea electrică** a aceluiași material.

Relația (35) poate fi deci transcrisă sub forma echivalentă:

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{S} \quad (37)$$

Constatarea experimantală însăși a faptului că intensitatea I variază direct proporțional cu tensiunea U aplicată,

$$I = G \cdot U = \frac{U}{R} \quad (38)$$

este recunoscută sub consacrata denumire de **legea lui Ohm.**

Factorul de proporționalitate G poartă numele de **conductanță electrică** și el reprezintă, după cum se vede, inversul rezistenței electrice:

$$G = \frac{1}{R} \quad (39)$$

Să reținem, deci, că **rezistența și conductanța sînt mărimi caracteristice pentru un corp dat** (ca formă, dimensiuni, structură), **pe cînd rezistivitatea și conductivitatea sînt constante caracteristice materialului din care este alcătuit conductorul** (presupus omogen).

ABC

Însușirea corecta a noțiunii de **rezistență electrică**, a proprietaților sale și a principalelor legi fizice în care ea intervine este — dupa cum vom vedea — determinanta pentru ințelegerea întregului capitol de electricitate al fizicii, a fundamentelor electronicii moderne. Tocmai de aceea se impune sa facem deja paranteza promisa, referitoare la semnificațiile, dimensiunile și unitațile de masura ale marimilor introduse pîna acum, pentru a putea opera în continuare cu ele mult mai concret, cu exemple numerice, cu ciocanul de lipit în priza și cu instrumentul de masura alaturi, așa cum ne place noua, constructorilor amatori.

Vom aminti întîi ca în cadrul Sistemului Internațional de Unitați de Masura (prescurtat S.I.) exista șase **mărimi fundamentale,** ale caror denumiri, simboluri și unitați de masura sînt date în tabelul 1. Dintre acestea, marimea specifica electricitații este **intensitatea curentului electric, I.** Ne-am fi așteptat însa, prin prisma celor discutate pîna acum, ca marimea fundamentala sa fie **sarcina electrică, Q** (sau **cantitatea de electricitate**), cauza primordiala a tuturor fenomenelor electrice, implicit punctul nostru de plecare în introducerea celorlalte marimi, care ne apar astfel ca derivate, indirecte, nefundamentale. Într-adevar, așa ar fi firesc, deoarece intensitatea I nu reprezinta altceva decît „viteza" sau „rata" (în timp) cu care sarcinile electrice traverseaza o secțiune data, conform definiției (28). Cum am putea vorbi de curentul electric, în particular de marimea sa caracteristica intensitate, fara a defini, în prealabil, noțiunea de sarcina electrica?

Rațiuni de alt ordin, însa, perfect întemeiate, au condus la aceasta alegere nefireasca, și anume considerentele practice de ordin metrologic, privitoare la posibilitatea realizarii reproductibile, cu o precizie cît mai buna, a etalonului pentru unitatea de masura. În treacat menționam ca unitatea **amper** (A) a fost definita prin intermediul forței de interacțiune dintre doi curenți electrici, în condiții riguros precizate.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

FOTOCOMANDĂ

Am adaptat varianta alaturată de fotocomandă unei situații mai puțin obișnuite de alimentare, și anume cazului cînd se dispune de o tensiune alternativă de cca 24 V. Problema mi-a fost sugerată de catre un colaborator care și-a instalat în curte o rețea de iluminare la tensiune joasă (24 Vc.a.), utilizînd, din motive evidente de electrosecuritate, un transformator coborîtor de tensiune și, în același timp, separator.

Scopul propus este acela de a acționa automat aprinderea unui bec atunci cînd nivelul iluminarii ambiante scade sub un anumit prag (la lăsarea întunericului), respectiv stingerea becului la creșterea nivelului de iluminare (ivirea zorilor).

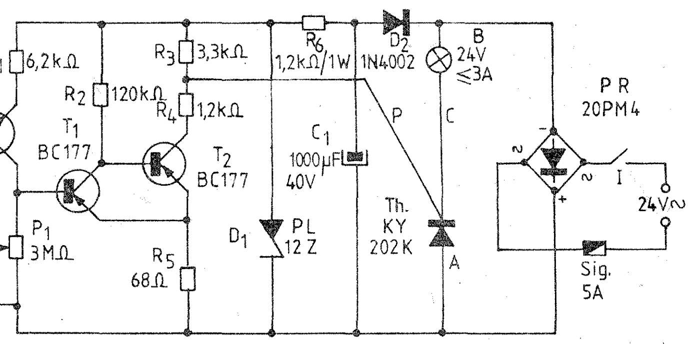
Comutatorul propriu-zis, de tip trigger-Schmitt, este clasic, realizat cu tranzistoarele T1, T2 și piesele aferente, utilizînd drept traductor fotoelectric un fototranzistor, FT. Pragurile de basculare „sus", respectiv „jos", puțin diferite datorită histerezisului inerent al unui astfel de comutator (dar ușor controlabil prin alegerea valorii lui Rs), sînt reglabile într-o plajă largă a nivelului de iluminare, prin intermediul potențiometrului P1.

Montajul a fost experimentat pentru un bec B (sau combinație de becuri serie-paralel) cu tensiunea nominală de 24 V și cu un consum maxim de cca 3 A. În acest scop am utilizat o punte redresoare PR (20MP4) și un tiristor Th (KY220K) intenționat supradimensionate, pentru a nu interveni probleme de încalzire periculoasa, mai ales pe timp de vara.

Se observă ca becul B este acționat de tiristor în tensiunea redresata bialternanță și nefiltrata, furnizata de punte (tot cca 24 Vef, neglijînd caderea anod-catod pe tiristor). În schimb partea de comutator a montajului, care acționeaza asupra porții P, dictînd starea „blocat", respectiv „în conducție" a tiristorului, este alimentată la o tensiune filtrata (C1) și stabilizată (R6—D1) de cca 12 V, ușurînd astfel regimul termic de funcționare pentru componentele din acest bloc. În plus, artificiul protejeaza tranzistoarele T1, T2 și, în special, fototranzistorul FT contra eventualelor tensiuni emitor-colector excesive în raport cu valorile maxime de catalog (de pildă, fototranzistorul ROL31 are $U_{CE\,max}$ = 30 V, iar prin filtrarea tensiunii totale de 24 V ar rezulta cca 34 V, accidental chiar mai mult).

Pentru ca filtrarea cu C1 să fie eficienta și în același timp funcționarea tiristorului (posibilitatea de blocare) să nu fie afectata, s-a intercalat între circuitul de sarcina și celula de filtrare-stabilizare o dioda de separare, D2.

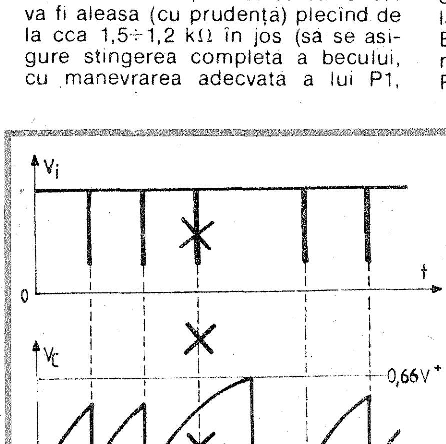
Valorile pieselor nu sînt critice, eventualele retușuri experimentale putîndu-se dovedi necesare în privința lui R2 (în funcție de factorul beta al lui T2) și R4 (în funcție de curentul de amorsare de poarta al exemplarului de tiristor). Astfel, valoarea lui R2 va fi tatonata plecind de la cca 82÷100 kΩ în sus, urmarindu-se să se obțina iluminarea maxima a becului atunci cînd fototranzistorul se afla în întuneric, iar valoarea lui R4 va fi aleasa (cu prudența) plecind de la cca 1,5÷1,2 kΩ în jos (să se asigure stingerea completa a becului, cu manevrarea adecvata a lui P1,



atunci cînd fototranzistorul este iluminat). Pentru tiristoare cu un curent de poarta de peste 15÷20 mA, deci care impun valori R4 mai mici, este recomandabil sa se aleaga de la început un tranzistor T2 de tip BD140, cu factorul beta suficient de mare (implicit retușarea valorii lui R2).

Fototranzistorul va fi orientat astfel încît sa „vada" lumina cerului, dar nu și pe aceea emisa de eventualele surse artificiale din împrejurime, implicit de catre becul B al montajului. Se subînțelege, el va fi protejat mecanic și electric, îndeosebi împotriva umidității.

NOTĂ



În nr. 11/1989 al revistei, în cadrul articolului „Indicator de viteza CW" de la aceasta rubrica s-a strecurat o mica greșeala de desenare, pe care cu amabilitate ne-a sesizat-o cititorul nostru, dl. ing. **Stroe Șerban** din București. Este vorba de diagramele din figura 2 (reproduse alaturat), unde a „scapat" un impuls suplimentar V_i, al treilea de la stînga la dreapta, neavut în vedere la întocmirea de ansamblu a diagramelor V_i, V_c, V_o. Rugam, deci, cititorii interesați sa considere figura 2 fara acest impuls, rezultînd astfel o concordanța perfecta cu modul de funcționare descris corect în text.

Îi mulțumim d-lui ing. **Stroe Șerban** pentru aceasta observație, care — dupa cum ne marturisește — nu l-a împiedicat sa foloseasca ideea din articol pentru rezolvarea unei probleme foarte importante la un utilaj din secție, în sensul supravegherii automate în funcționare, cu semnalizarea optica a unor eventuale defecțiuni. Îi mulțumim, de asemenea, pentru cuvintele frumoase la adresa revistei „Tehnium", ca și pentru propunerile concrete referitoare la revista, la almanah și la magazinul „Tehnium", pe care îl asiguram ca și colectivul nostru redacțional le are în vedere pentru un viitor cît mai apropiat.

CIRCUITE CUPLATE ŞI FILTRE DE BANDĂ

CRISTIAN APOSTOL

Un sistem de două sau mai multe circuite acordate, cuplate între ele, formează un filtru de bandă.
Cuplajele pot fi: inductive, cu autotransformator, capacitive sau prin rezistențe (galvanice), conform figurilor 1 a, b, c, d, e.
Cuplajul capacitiv apare adesea în cazul unei capacităţi mutuale parazite între diferitele elemente ale circuitelor cuplate. De exemplu, în cazul cuplajului inductiv există întotdeauna şi un cuplaj capacitiv, provocat de capacitățile parazite existente între bobinele ambelor circuite.
Factorul de cuplaj, K, caracterizează cantitativ gradul de cuplaj între circuite.
Cuplajului celui mai strîns îi corespunde factorul de cuplaj K = 1, acesta exprimîndu-se adesea în procente:

$$K\% = K \cdot 100 \qquad (1)$$

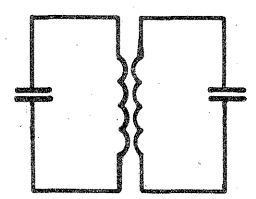
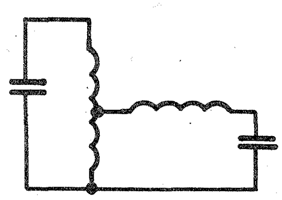
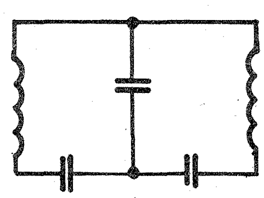
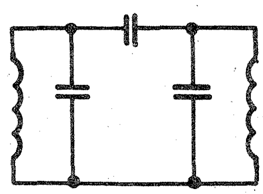
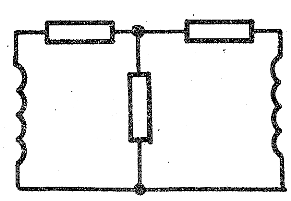
Factorul de cuplaj se determină utilizînd relația:

$$K = \frac{Z}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \qquad (2)$$

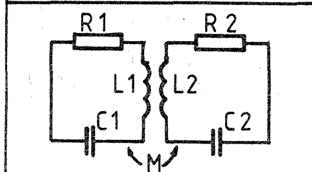
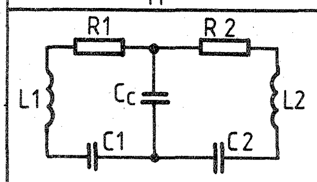
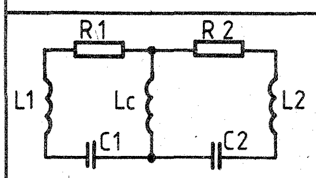
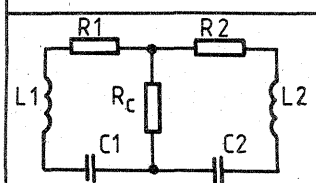
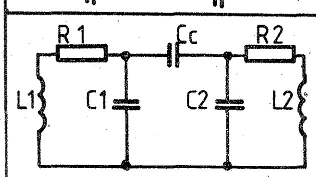
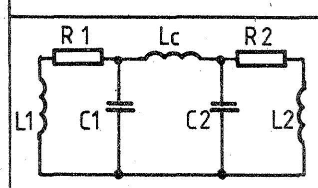
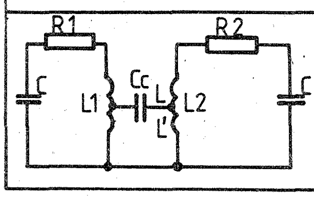
în care: K = factorul de cuplaj între două circuite, Z = impedanța comună a celor două circuite, Z_1, Z_2 = impedanța primului, respectiv a celui de-al doilea circuit.
Cuplajul critic reprezintă valoarea factorului de cuplaj corespunzător transferului maxim de putere în cel de-al doilea circuit.
În figura 2 sînt reprezentate cîteva tipuri de circuite cuplate, foarte des folosite, precum şi valoarea factorului de cuplaj, K. Aceste formule de calcul se pot folosi cu aproximație foarte bună în practică.
Evident, fiecare tip de filtru se poate alege în funcție de aplicația respectivă, precum şi de valorile componentelor electronice pasive rezultate din context.
Se observă, de asemenea, că valoarea lui K poate fi ajustată în bune condiții doar din anumite componente ale filtrului, acesta constituind un avantaj evident pentru aplicații.
În continuare vom insista asupra modalității de calcul a celor mai simple filtre utilizate în practică (fig. 3). Formulele indicate oferă posibilitatea unui calcul aproximativ, suficient de precis, dar şi de rapid.
Rezultatele sînt sintetizate prin cîteva relații şi reprezentări grafice ale caracteristicilor de trecere, respectiv de blocare, mărimile ce intervin fiind exprimate în:

L → mH; C → pF; R → Ω; f → kHz.
În toate aceste relații se consideră că rezistența de sarcină R a filtrului este egală cu rezistența caracteristică filtrului:

CUPLAJE 1

INDUCTIV	 a
CU AUTOTRANSFORMATOR	 b
CAPACITIV ÎN I	 c
CAPACITIV ÎN π	 d
PRIN REZISTENȚE (GALVANIC)	 e

2

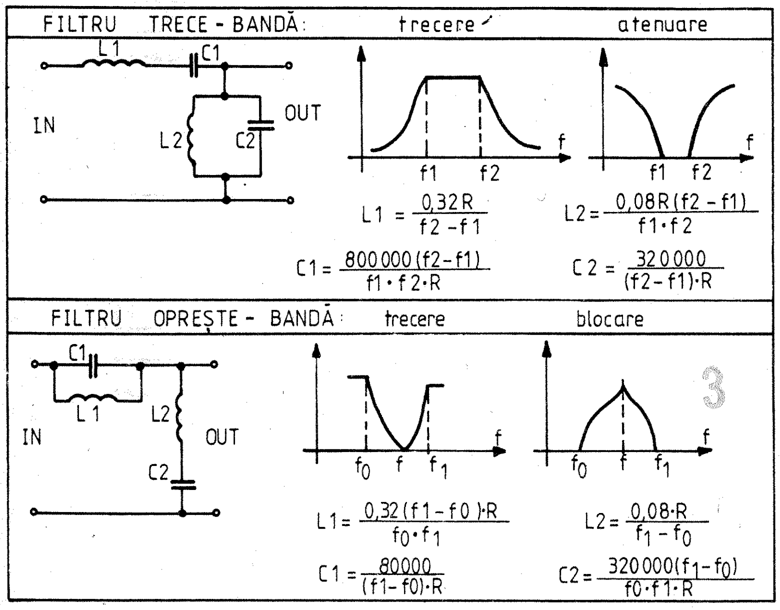
SCHEMA	RELAȚIA DE CALCUL
	$K = \frac{M}{\sqrt{L1\,L2}}$
	$K = \frac{\sqrt{C1 \cdot C2}}{C_c}$ (pentru Cc >> C1, C2)
	$K = \frac{L_c}{\sqrt{L1 \cdot L2}}$ (pentru Lc << L1, L2)
	$K = \frac{R_c}{\sqrt{R1 \cdot R2}}$
	$K = \frac{C_c}{\sqrt{C1 \cdot C2}}$ (pentru Cc << C1, C2)
	$K = \frac{\sqrt{L1 \cdot L2}}{L_c}$ (pentru Lc >> L1, L2)
	$K = \frac{n^2 C_c}{C + n^2 C_c}$ (pentru $n = \frac{L'}{L} < 1$)

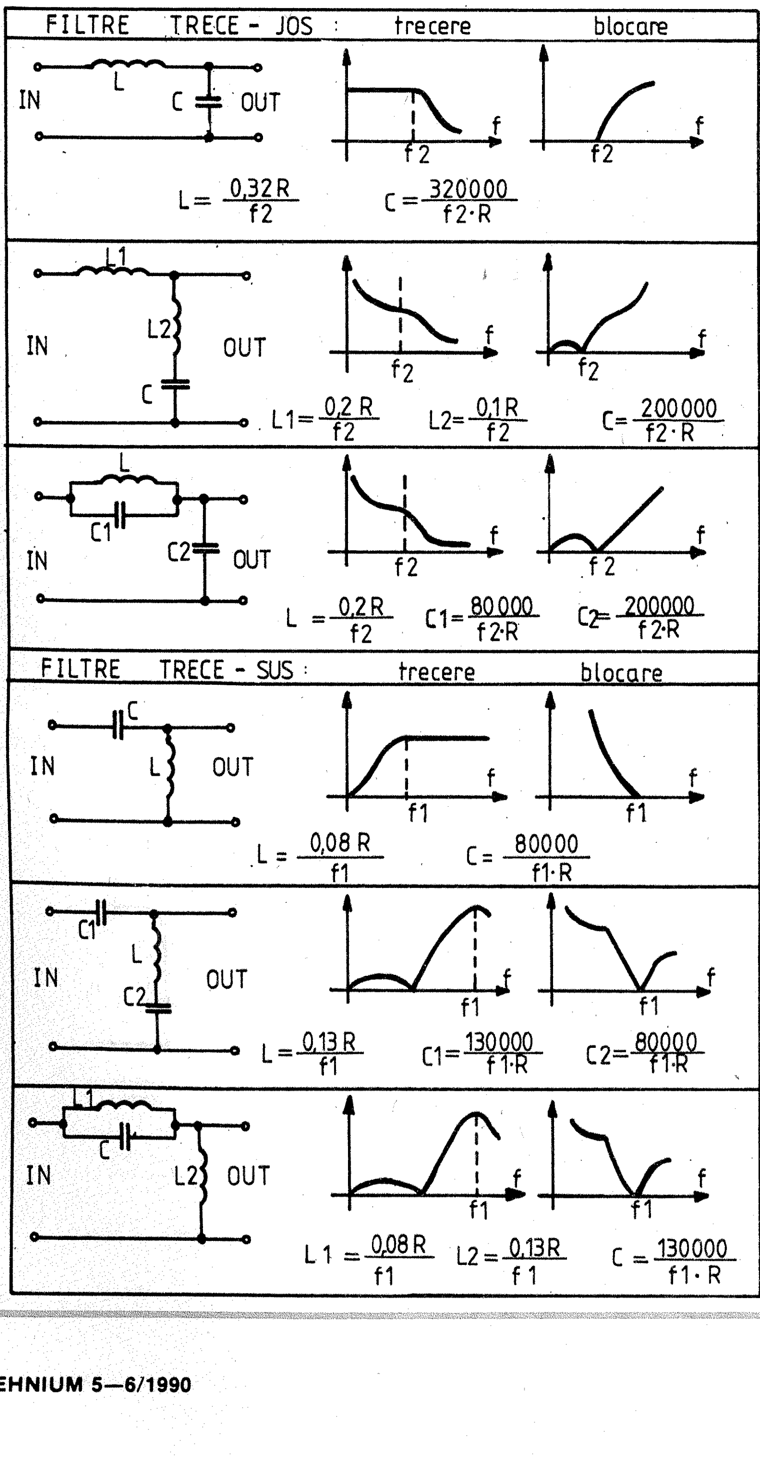
$$\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\Omega)$$

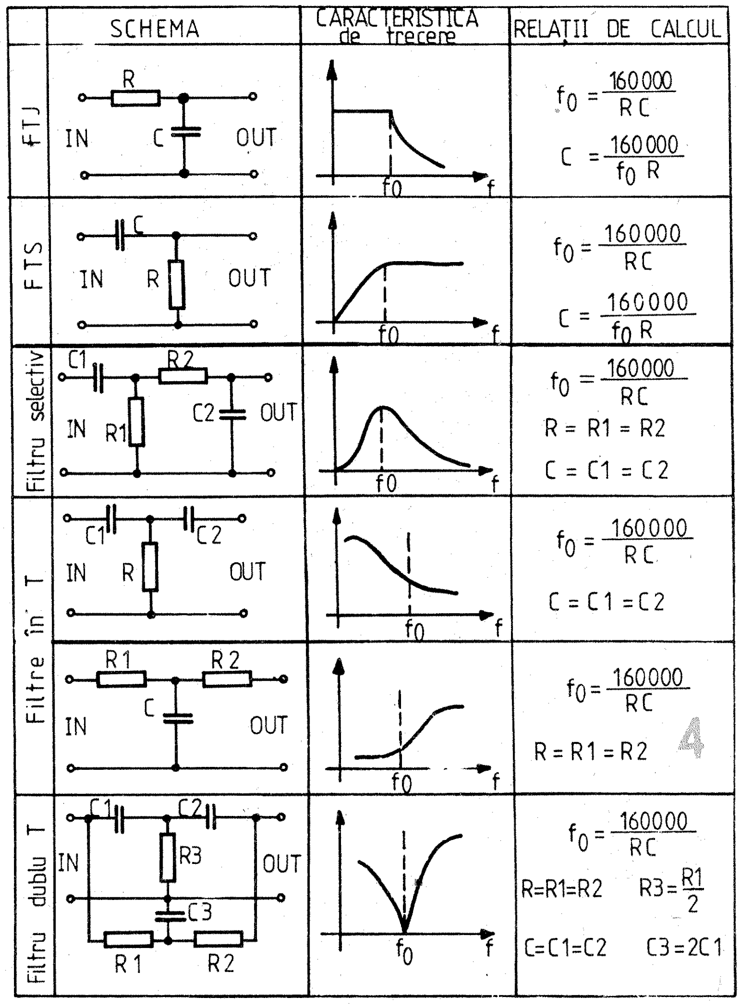
în care L este exprimat în mH, iar C în pF.

Deoarece în practică uneori sînt incomod de folosit filtre de tip LC, se recurge şi la varianta RC. În figura 4 sînt sintetizate cîteva asemenea tipuri de filtre, precum şi relaţiile ce permit rapida lor proiectare. Mărimile ce intervin sînt exprimate în:

f → Hz; R → Ω; C → μF.







REFLECTOMETRU

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Montajul propus funcţionează în gama 1,8 MHz — 30 MHz pentru puteri cuprinse între 1 şi 150 W. Toate componentele sînt foarte uşor de procurat sau de construit. Instrumentul indicator folosit este de 100 μA, dar se pot folosi şi miliampermetre cu alte sensibilităţi, cu rezultate foarte bune. Condensatoarele variabile C1, C2 trebuie să fie solide din punct de vedere mecanic, stabile şi să poată suporta o tensiune de cel puţin 87 Vef, valoare ce corespunde unei puteri de 150 W (50 Ω). O atenţie specială trebuie acordată valorii minime a acestor condensatoare, care trebuie să fie de 3pF. Diodele D1 şi D2 sînt de tipul 1N914, 1N4148 sau echivalent. Transformatorul T1 se realizează pe un miez toroidal cu următoarele date: 60 spire CuEm cu Ø0,5 mm în secundar şi 2 spire în primar, peste înfăşurarea secundară, CuEm Ø0,8 mm. Este recomandabil ca acest transformator să fie fixat cu o picătură de clei pe cablaj.

Reglajul se face conectînd o sarcină rezistivă cu impedanţa egală cu 50 Ω la ieşirea I2 (de antenă) şi aplicînd la intrarea I1 tensiunea de radiofrecvenţă. Avînd comutatorul S1 pe poziţia „DIRECT", se reglează potenţiometrul P1 = 25 kΩ astfel încît indicaţia instrumentului M1 să fie la capăt de scală. Se trece apoi comutatorul pe poziţia „REFLECTAT" şi se acţionează unul din condensatoarele variabile pînă se obţine indicaţia minimă pe instrument (unul din cele două condensatoare nu are efect asupra indicaţiei instrumentului). Se inversează legăturile la bornele I1 şi I2. Comutatorul S1 rămîne pe poziţia „REFLECTAT" şi se injectează tensiune de RF. Instrumentul trebuie să fie din nou la cap de scală. Se trece din nou pe poziţia „DIRECT" şi din celălalt trimer se caută să se obţină un minim de deviaţie a acului (de fapt, trebuie să fie zero). Este recomandabil ca reglajul să se facă cu o oscilaţie avînd o lungime de undă de 15—20 m. Măsurătorile se fac în acelaşi mod: reglînd acul la cap de scală cu S1 pe poziţia „DIRECT" şi apoi aranjînd antena (sau reţeaua de antene) pentru o indicaţie minimă, pe poziţia „REFLECTAT". O indicaţie nulă în acest ultim caz înseamnă o putere reflectată egală cu zero. Tot ansamblul se introduce într-o cutie ecranată, montînd instrumentul, potenţiometrul de reglaj şi comutatorul S1 pe panoul frontal.



RECEPTOR 80 m

CIPRIAN DUMITRICĂ, YO76161/AG

Doresc ca prin intermediul revistei „Tehnium" să prezint radioamatorilor începători un receptor pentru banda de 80 m. El permite recepționarea semnalelor CW și SSB în banda de 3,5 MHz. Antena se conectează la circuitul de intrare printr-un potențiometru de 500 Ω ce permite reducerea semnalelor puternice. Tranzistorul T1 lucrează ca amplificator de radiofrecvență. Circuitul oscilant din bază este acordat aproximativ pe 3 650 kHz. Transformatorul TR se realizează pe un tor de ferită cu diametrul exterior de cca 7 mm. Ieșirea mixerului echilibrat, compus din cele două diode (D1, D2), se conectează cu amplificatorul de joasă frecvență printr-un filtru trece-jos (R8—C9). Oscilatorul este realizat cu tranzistorul T2. Reglajul frecvenței se face cu ajutorul condensatorului variabil CV (acesta poate fi din cele folosite la receptoarele industriale „Gloria"). Amplificatorul de joasă frecvență este compus dintr-un etaj clasic cu trei tranzistoare ce are o amplificare foarte mare (T3, T4, T5). În continuare semnalul atacă un etaj final de putere ce are ca sarcină un difuzor de 8 Ω/0,5 VA. Datele bobinelor sînt prezentate în tabel. Oscilatorul va fi ecranat de restul montajului.

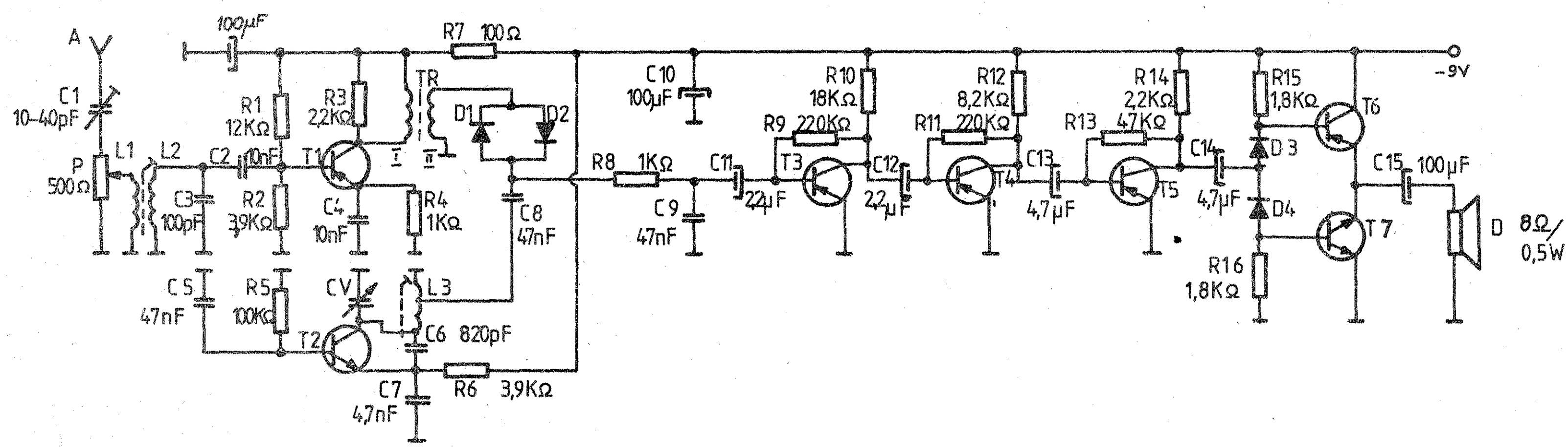
Astfel realizat, receptorul oferă posibilitatea ascultării în condiții excelente a QSO-urilor din bandă.

Carcasele sînt din cele folosite pentru US în receptoarele industriale. Acordul brut în bandă se realizează din miezurile acestor bobine.

T1 = BC252; T2 = BC170; T3 = EFT319; T4, T5 = EFT323; T6 = BD136; T7 = BD135; D1, D2, D3, D4 = 1N4148.

Transformatorul Tr are în primar (I) 10 spire, iar în secundar (II) 5 spire, ambele cu conductor CuEm 0,3 mm.

L	Nr. spire	CuEm	Priză	Carcasă
1	5	0,3	—	
2	35	0,3	—	Ø8
3	35	0,3	5 sp. de la masă	Ø 8



ADAPTAREA DE IMPEDANȚĂ

ȘTEFAN NICOLAE, YO6VD

Pentru ca întreaga energie generată de etajul final să fie radiată în eter, condiția esențială este ca impedanța de ieșire a etajului final să fie egală cu impedanța fiderului, iar impedanța fiderului egală cu impedanța antenei.

Avem trei elemente: ieșirea etajului final, care prezintă o impedanță variabilă în funcție de frecvență, fiderul de legătură cu antena, care are o impedanță caracteristică și care nu variază în funcție de frecvență, și antena, care prezintă o impedanță variabilă în funcție de frecvență.

În general, un liniar are ca sarcină de ieșire un filtru Collins, care are și menirea de a realiza o adaptare corectă a tubului (tuburilor) final cu cablul de legătură (figura 1, unde z_1 = variabil, z_2 = variabil, z_3 = variabil, z_4 = constant, z_5 = constant, z_6 = variabil).

Se recomandă utilizarea unui cablu de o anumită impedanță sau a unor cabluri cu o gamă limitată de impedanță pentru un anumit tip de etaj final, luîndu-se în considerare capacitatea filtrului Collins de a asigura adaptarea de impedanță cu cablul. Este de preferat ca pentru un anumit etaj final să folosim cablul recomandat, pentru a avea cît mai puține probleme de neadaptare.

În cazul acesta, condiția $z_1 = z_2 = z_3 = z_4$ este asigurată, rămînînd să fie asigurată condiția $z_5 = z_6$, problemă care va fi rezolvată de un adaptor de impedanță (fig. 2).

În general, adaptarea fiderului cu antena se face cu ajutorul unui balun; o soluție de compromis, pentru că acesta nu poate asigura o adaptare perfectă în toate gamele de frecvență alocate radioamatorilor, lucru explicabil deoarece impedanța antenei variază în funcție de frecvență, iar balunul nu asigură o adaptare perfectă decît pe o anumită frecvență. În cazul ideal, această adaptare este situată pe frecvența în care se lucrează de preferință, dar în cele mai multe cazuri adaptarea perfectă se face undeva într-o zonă mai puțin folosită. De aici nemulțumirea multor radioamatori de randamentul antenelor în diverse benzi de frecvență. Am auzit de multe ori vorbindu-se de faptul că instrumentul S.W.R. indică rapoarte foarte bune într-o frecvență, iar în alte frecvențe rapoarte proaste și foarte proaste.

În cazul în care filtrul Collins din etajul final are capacitatea de a asigura adaptarea etajului final cu cablul, montajul lanțului de emisie final-antenă este cel din figura 2. Din păcate, în marea majoritate a cazurilor întîlnim montajul din figura 3, care este total greșit.

Pentru o mai mare claritate a celor expuse pînă acum, să analizăm puțin filtrul π sau Collins. Un filtru prin definiție are rolul de a „cerne", de a lăsa să treacă unele frecvențe și de a opri alte frecvențe indezirabile. Simplu și concis, dar în realitate rolul filtrului Collins este mult mai complex, mai ales în cazul cînd acesta se află în anodul etajului final de amplificare în radiofrecvență. Pe lîngă rolul de filtru de trecere, el trebuie să prezinte o rezistență de sarcină optimă pentru tubul final, impedanță de intrare și o impedanță de ieșire variabilă în funcție de frecvență. După cum se știe, pentru ca tubul final să lucreze în condiții bune, trebuie să aibă o rezistență de sarcină optimă, „Rs", care este dată în cataloage, dar se poate determina cu aproximație cu formula:

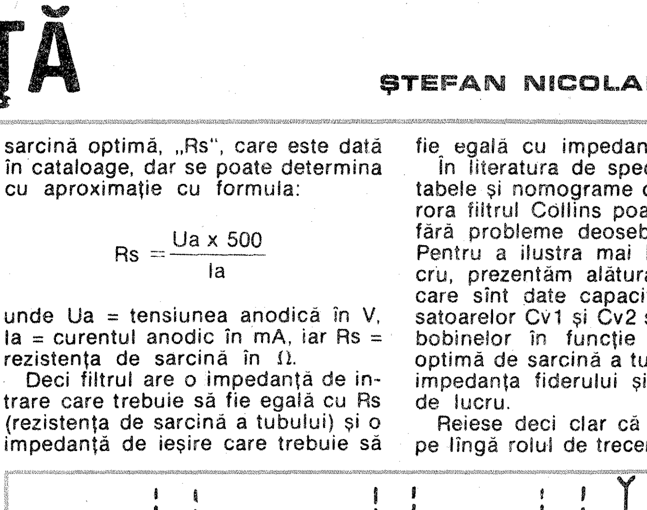
$$R_s = \frac{U_a \times 500}{I_a}$$

unde Ua = tensiunea anodică în V, Ia = curentul anodic în mA, iar Rs = rezistența de sarcină în Ω.

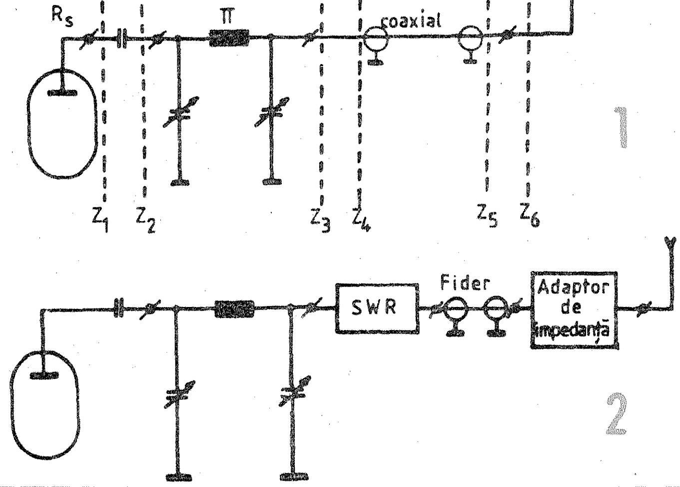
Deci filtrul are o impedanță de intrare care trebuie să fie egală cu Rs (rezistența de sarcină a tubului) și o impedanță de ieșire care trebuie să fie egală cu impedanța fiderului.

În literatura de specialitate există tabele și nomograme cu ajutorul cărora filtrul Collins poate fi construit fără probleme deosebite de calcul. Pentru a ilustra mai bine acest lucru, prezentăm alăturat un tabel în care sînt date capacitățile condensatoarelor Cv1 și Cv2 și inductanțele bobinelor în funcție de rezistența optimă de sarcină a tubului final, de impedanța fiderului și de frecvența de lucru.

Reiese deci clar că filtrul Collins, pe lîngă rolul de trecere, are și rolul



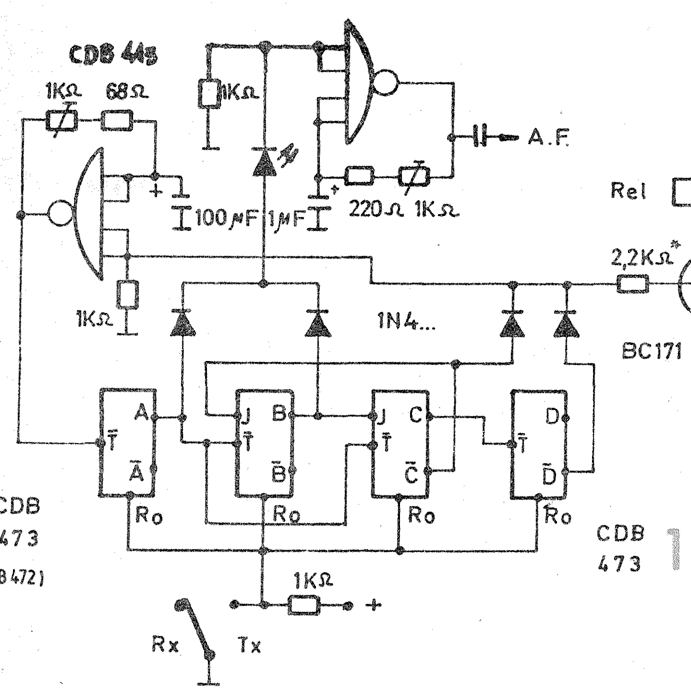
1



2

GENERATOARE „K-TONE"

Stud. CORNELIU C. TOCAN, YO8DHF, Iași
Cercet. șt. III CORNELIU A. TOCAN, YO8CEH, Iași



1

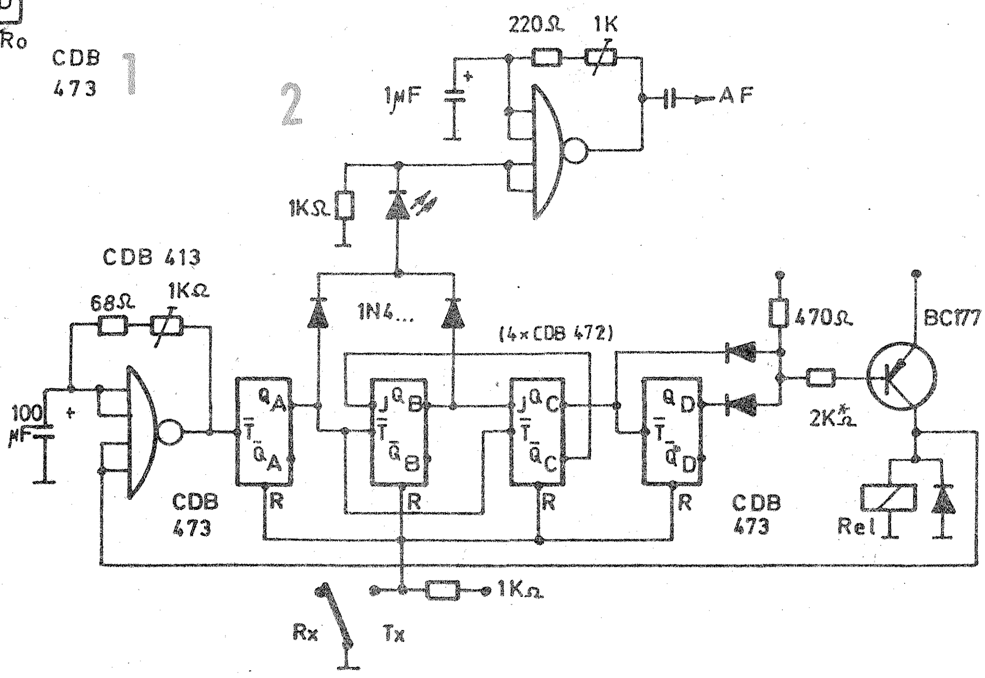
În efectuarea unor legături radiotelefonice în condiții de trafic normal, aglomerat, perturbat sau special (concursuri etc.) se impune folosirea unui generator automat care să avertizeze corespondentul, printr-un semnal audio suplimentar, că emisiunea proprie s-a terminat și se trece la recepție. Pentru aceasta, radioamatorii au conceput și realizat montaje care formează diferite semnale singulare (bip) sau multiple (litera K), ce reprezintă, de fapt, sfîrșit de emisie, respectiv invitație la transmitere pentru corespondent.

Semnalele pot fi generate cu ajutorul unor montaje realizate cu relee de timp (electrice, electronice), relee intermediare și oscilatoare de audiofrecvență sau cu circuite electronice specifice, capabile să moduleze sau să manipuleze emițătoarele din dotare.

Schemele de generatoare „K — TONE" prezentate în continuare pot fi realizate de către radioamatori, cu componente electronice disponibile la un moment dat în laboratorul propriu, fiind ușor adaptabile la aparatura de emisie-recepție (profesională sau home made).

Generatorul „K — TONE" poate genera un semnal de joasă frecvență sau poate acționa un releu, cu ajutorul cărora se modulează sau manipulează orice emițător.

De asemenea, se poate imagina un montaj în tandem cu un „bug"



2

electronic care să genereze automat, prin intermediul acestuia, un semnal „bip" sau „litera K".

În schemele prezentate se pot folosi circuite integrate de tipul CDB472, CDB473, CDB476, cu respectarea conectării corespunzătoare a pinilor, specifici fiecărei capsule. Toate bistabilele J-K master-slave au funcționare identică, după același tabel de adevăr prezentat alăturat.

Generatorul „K — TONE" este alcătuit din cinci module, reprezentînd un generator de tact urmat de un numărător divizor prin 12, un codor, un generator de ton de joasă frecvență și un modul final de comandă. Generatorul permite generarea unui semnal telegrafic (litera K) în care se păstrează raportul constant linie-punct-pauză pentru orice viteză de transmitere.

Generatorul de tact este un oscilator de joasă frecvență care asigură un semnal dreptunghiular, avînd frecvența reglabilă pentru obținerea unor viteze cuprinse între 10 și 400 de semne pe minut.

Numărătorul divizor prin 12 poate fi realizat cu patru capsule CDB472, CI144, două capsule CDB473, CI185 sau două capsule CDB476, care au ieșiri complementare Q, $\bar{Q}$ accesibile, sau combinări ale acestora.

Codorul realizat cu porți NAND sau cu diode permite formarea semnalului telegrafic, respectiv comanda blocului final într-un ciclu specific.

Generatorul de ton de joasă frecvență este un oscilator cu frecvența reglabilă în domeniul 400 ÷ 5 000 Hz.

Blocul final este realizat cu tranzistor npn, pnp sau cu circuit integrat (porți NOT legate în paralel) și releu alimentat la tensiuni cuprinse între + 5 V și + 24 V c.c.

(CONTINUARE ÎN PAG. 36)

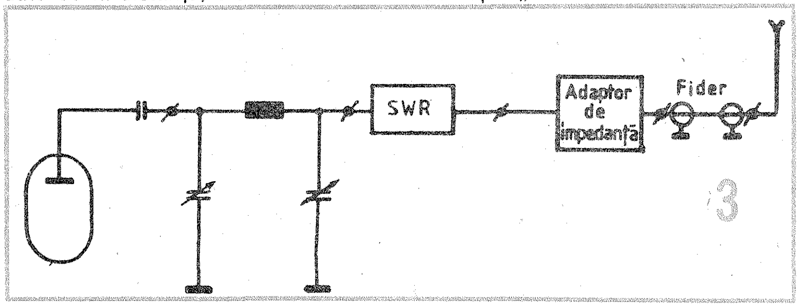
de adaptare între etajul final și fider, deoarece el are impedanța de intrare egală cu rezistența optimă de sarcină a tubului și o impedanță de ieșire egală cu impedanța fiderului.

În cazul acesta mai este necesar un nou dispozitiv de adaptare între final și fider?

Desigur, veți ajunge la concluzia că nu și veți constata că rolul cuplorului este de a face adaptarea între fider și antenă. Pentru ca dispozitivul să poată face acest lucru (mult mai bine decît orice balun care va favoriza numai o bandă îngustă de frecvență), locul lui este cît mai aproape de antenă. Ideal ar fi ca legătura dintre fider și antenă să fie făcută chiar prin acest adaptor.

Este adevărat că este foarte incomod să te urci pe pilonul de susținere al antenei pentru a regla adaptorul, dar cu puțină inventivitate se pot găsi modalități (de exemplu servomecanismul) care să fie comandate de la distanță, efectul urmărindu-se pe măsurătorul de unde staționare S.W.R.

BIBLIOGRAFIE:
„Sport și tehnică" nr. 3/1969
Colecția „Tehnium".



3

	Rs (Ω)	1 000	1 500	2 000	2 500	3 000	3 500	4 000	4 500	5 000	6 000
Cv1 (pF)	3,5 MHz	520	360	280	210	180	155	135	120	110	90
	7 MHz	260	180	140	105	90	76	68	60	56	45
	14 MHz	130	90	70	52	45	38	34	30	28	23
	21 MHz	85	60	47	35	31	25	23	20	19	15
	28 MHz	65	45	35	26	23	19	17	15	14	11
Cv2 (pF) pt. fider Z = 50 Ω	3,5 MHz	2 400	2 100	1 800	1 550	1 400	1 250	1 100	1 000	900	700
	7 MHz	1 200	1 060	900	760	700	630	560	500	460	350
	14 MHz	600	530	450	380	350	320	280	250	230	175
	21 MHz	400	350	300	250	230	210	185	165	155	120
	28 MHz	300	265	225	190	175	160	140	125	115	90
Cv2 (pF) pt. fider Z = 75 Ω	3,5 MHz	1 800	1 500	1 300	1 100	1 000	900	800	720	640	500
	7 MHz	900	750	650	560	500	450	400	360	320	250
	14 MHz	450	370	320	280	250	220	200	180	160	125
	21 MHz	300	250	215	190	170	145	130	120	110	85
	28 MHz	225	185	160	140	125	110	100	90	80	65
L (μH)	3,5 MHz	4,5	6,5	8,5	10,5	12,5	14	15,5	18	20	25
	7 MHz	2,2	3,2	4,2	5,2	6,2	7	7,8	9	10	12,5
	14 MHz	1,1	1,6	2,1	2,6	3,1	3,5	3,9	4,5	5	6,2
	21 MHz	0,73	1,08	1,38	1,75	2,05	2,3	2,6	3,00	3,3	4,1
	28 MHz	0,55	0,8	1,05	1,28	1,55	1,7	1,95	2,25	2,5	3,1

HI-FI

PREMAGNETIZAREA ÎN REGIM DINAMIC

Ing. AURELIAN MATEESCU

În cele ce urmează revenim la un subiect care a fost tratat într-un articol anterior. Varianta prezentată în articolul de față a fost preluată după revista „Radio" nr.2/1987 și executată cu componente indigene. Această variantă a fost preferată deoarece se poate realiza ușor cu componente indigene și nu necesită aparatură deosebită pentru reglaj și punere în funcțiune; este suficient un generator de audiofrecvență.

Dispozitivul poate fi utilizat atît pentru magnetofoane, cît și pentru casetofoane, cu modificări minime.

Reamintim principiul de funcționare a dispozitivului, ca și diferențele față de sistemul DOLBY HX PRO. Nivelul de înregistrare, pentru un anumit tip de bandă, este stabilit astfel ca banda magnetică să nu se satureze (ce se traduce prin apariția de distorsiuni ale semnalului înregistrat), mai ales la frecvențe înalte. Saturația benzii la frecvențe înalte este favorizată de faptul că, în paralel cu semnalul util, pe capul magnetic este aplicat și un curent de premagnetizare avînd frecvența de cca 5 ori mai mare decît frecvența maximă de lucru a aparatului. În concluzie, datorită acestor factori, ca și calităților mai scăzute ale unor benzi magnetice la capătul superior al domeniului audio, caracteristica de frecvență a înregistrării nu este liniară.

Pentru liniarizarea caracteristicii de frecvență a fost utilizată metoda premagnetizării în regim dinamic. În esență, un dispozitiv electronic urmărește nivelul frecvențelor înalte din semnalul util și debitează o tensiune de comandă. Această tensiune este utilizată la o variere corespunzătoare a nivelului curentului de premagnetizare provenit de la oscilatorul de ștergere și premagnetizare. În acest fel, curentul de premagnetizare și cel corespunzător semnalului util, însumate, se mențin la o valoare constantă, optimă pentru timpul de bandă utilizat și cu rezultate optime privind raportul semnal-zgomot, liniaritatea caracteristicii de frecvență, nivelul distorsiunilor etc.

O primă variantă a acestui sistem de reglare o reprezintă sistemul DOLBY HX PRO, care utilizează tensiunea de comandă pentru FET-ul din sistemul DOLBY B (C) pentru reglarea curentului de premagnetizare. Se obține o ridicare a caracteristicii de frecvență de pînă la 6 dB la capătul superior al benzii. Montajele propuse de unii autori sovietici, unele reprezentînd deja brevete internaționale, utilizează un dispozitiv specializat și cu performanțe net superioare, atingînd pînă la 12 dB în liniarizarea capătului superior al domeniului de frecvență audio.

Dispozitivul de premagnetizare în regim dinamic rămîne actual, mai ales dacă ținem cont că în prezent benzile magnetice cu oxizi de fier dețin ponderea la benzile de magnetofon (peste 60% din total), iar la cele pentru casetofon dețin cca 40% din totalul vînzărilor. Restul este reprezentat de benzile cu dioxid de crom, benzile cu amestec FeCr dispărînd aproape complet, iar cele cu pulberi metalice limitîndu-se la cca 1—2% din volumul total al vînzărilor.

Schema electrică a dispozitivului este prezentată în figură. Amplificatoarele operaționale IC1 și IC2 primesc semnalul util de la ieșirile amplificatorului de înregistrare al magnetofonului sau casetofonului. C1—R1 și C2—R2 reprezintă filtre ce permit trecerea din semnalul util numai a componentei de înaltă frecvență, care este amplificată de cele două operaționale. La ieșirea acestora, semnalul este redresat de D1 și D2 și însumat pe C5 (PM1).

Etajul realizat cu IC3 permite obținerea tensiunii de comandă necesară reglării în regim dinamic a curentului de premagnetizare. IC3 este conectat ca amplificator inversor.

Tensiunea de comandă este constituită din două componente distincte:

— tensiunea provenită din semnalul util, amplificată de IC1 și IC2, regăsită în punctul de măsură PM1;

— componenta stabilită din sursa de alimentare, furnizată prin R11.

Reglajul dispozitivului:

— se conectează la intrare, pe ambele canale, un generator de audiofrecvență;

— se aplică un semnal audio de frecvență înaltă (de exemplu, 12 kHz pentru casetofoane, 16 kHz pentru magnetofoane), avînd nivelul de —10 dB;

— se reglează R1 și R2 astfel ca în PM1 să obținem tensiunea de —10 V;

— se alimentează oscilatorul de ștergere și premagnetizare al aparatului din dispozitiv;

— se trece pe poziția înregistrare magnetofonul și se închide K2. Comutatorul K3 se trece pe poziția corespunzătoare vitezei de rulare a benzii;

— se fac probe de înregistrare, utilizînd bandă cu oxid de fier, încercîndu-se obținerea unei liniarizări a caracteristicii de frecvență la capătul superior al benzii. Semnalul utilizat va avea nivelul de —10 dB. Reglajul este obținut prin stabilirea valorii lui R10. Dacă este necesar, se fac mici corecții și pentru R1 și R2.

În cazul în care dispozitivul se montează pe casetofon, se vor efectua următoarele modificări:

C1 = C2 = 470 pF;

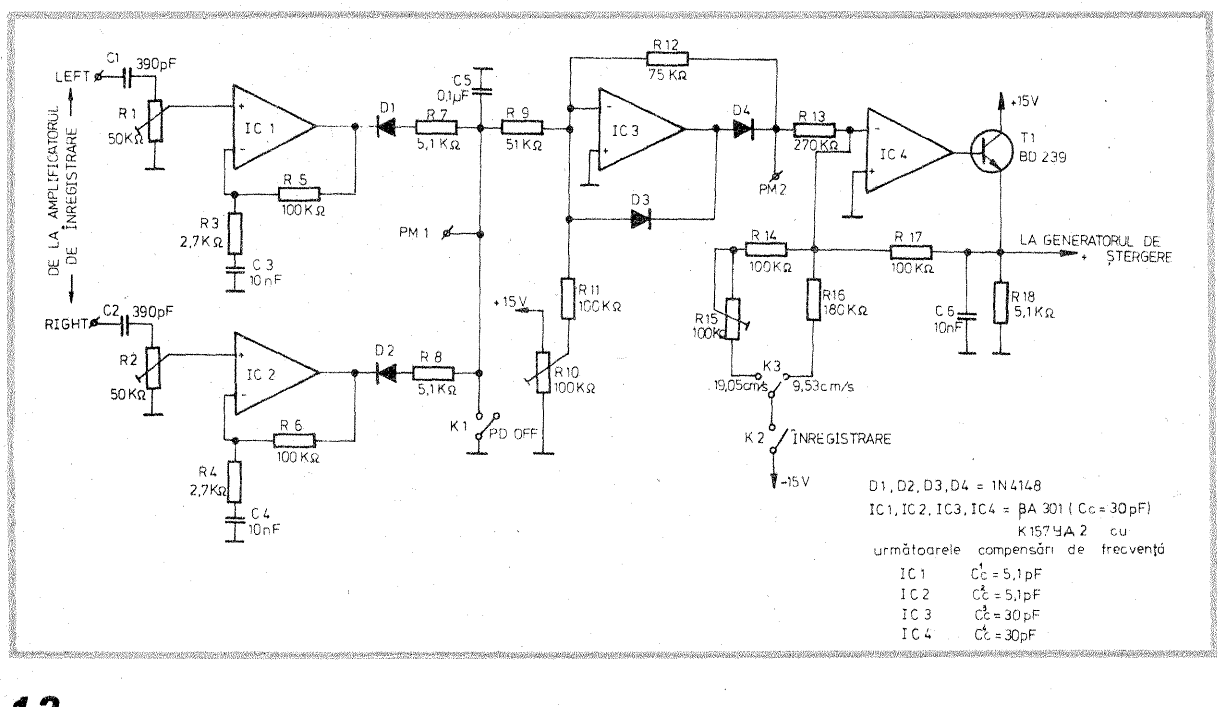
R15 și R16 corespund tipurilor de bandă utilizată, IEC1—Fe_2O_3 sau IEC2—CrO_2.

Pentru aprofundarea celor expuse recomandăm studierea articolului prezentat anterior în revista „Tehnium", ce tratează acest subiect.

Montajul a fost experimentat cu CI de producție indigenă. Se pot utiliza și circuitele K157YA2, folosite de autorul sovietic, ce pot fi găsite în rețeaua comerțului ca piese de schimb pentru magnetofoanele „Rostov".

Se recomandă utilizarea dispozitivului cu mai multe variante de oscilator de ștergere și premagnetizare, din care se alege cea optimă. Aceasta deoarece, de multe ori, nu se obține un rezultat scontat cu oscilatorul de care dispune magnetofonul utilizat. Construcția unui oscilator de ștergere nu prezintă dificultăți deosebite. Se vor utiliza tranzistoare cu factorul beta cît mai ridicat.

Se va ține cont ca frecvența oscilatorului de ștergere și premagnetizare trebuie să fie de cca 5 ori mai mare decît frecvența maximă înregistrată. Aceasta înseamnă ca oscilatorul de ștergere trebuie să lucreze în domeniul 95—115 kHz.



BIBLIOGRAFIE:

Colecția „Radio" (U.R.S.S.), 1985—1988

HI-FI News & Record Review (S.U.A.), 1984.

Mă numesc Vereş Péter şi sînt un vechi şi pasionat cititor al revistei dumneavoastră.
După ce mi-am însuşit un bagaj de cunoştinţe, m-am gîndit să fac cunoscut cîte ceva din lucrările mele, care desigur au la bază cele publicate în „Tehnium". De data aceasta aş dori să propun un automat muzical care este capabil să „cînte" 10 tonuri; desigur, fiecare se poate regla independent.

AUTOMAT MUZICAL

Montajul are la bază trei blocuri principale:
— un oscilator de tact şi un oscilator de ton, formate dintr-un circuit integrat CDB404;
— un numărător de impulsuri cu un circuit integrat CDB490;
— un decodor binar-zecimal cu CDB442.

Ultimul bloc funcţional este, desigur, amplificatorul audio cu tranzistorul BD139.

Funcţionarea pe scurt este următoarea: oscilatorul de tact este realizat cu două inversoare, 1-2 şi 3—4. Ieşirea inversorului A.1 este cuplată capacitiv cu intrarea inversorului A.2, iar ieşirea inversorului A.2 este cuplată, tot capacitiv, la intrarea inversorului A.1. Astfel se obţine un multivibrator astabil. Pentru funcţionarea oscilatorului se cuplează intrarea 1—3, prin potenţiometrele P1—P10, la masă. Semnalul, pin 4, este transmis mai departe inversorului A.3. Ieşirea acestuia din urmă este cuplată prin intermediul unui rezistor de limitare la baza tranzistorului BD139.

Comanda integratului decodor CDB442 se face de către numărătorul CDB490. Acesta asigură, prin ieşirile sale 8—9—11—12, o configuraţie în cod binar, care se aplică intrărilor 12—13—14—15 la CDB442. Schimbarea stărilor de la ieşirea numărătorului zecimal se face cu ajutorul impulsurilor de tact primite la intrarea pin 14. Aceste impulsuri de tact sînt generate de restul de trei inversoare de la CDB404, frecvenţa lor fiind cuprinsă între 0,2 Hz şi 5 Hz, în funcţie de poziţia cursorului lui P.11. Pentru sunete mai armonioase se vor face două montaje identice, legate la acelaşi generator de tact, iar ieşirea lor va fi conectată la baza aceluiaşi tranzistor final, BD139.

Ieşirea generatorului de tact se va lega la intrarea ambelor montaje. Diodele D1—D12 vor fi de tipul EFD105—108, verificate prealabil. Dacă circuitele integrate sînt bune, consumul lor va fi: pentru CDB404—26 mA; pentru CDB442—28 mA; pentru CDB490—24 mA, în total aproximativ 128—140 mA. Acest curent variază puţin între starea de funcţionare şi repaus.

Automatul conţine un bloc suplimentar despre care încă nu am vorbit nimic. Automatul funcţionează numai atît timp cît primeşte tensiunea. Şi dacă este amplasat la intrarea unei locuinţe, butonul de sonerie este acţionat numai un scurt timp, nepermiţîndu-i să funcţioneze multă vreme. Montajul suplimentar elimină acest dezavantaj. El funcţionează pe baza stărilor logice aflate pe ieşirile ABCD ale integratului CDB490. În stare normală T6 conduce, iar T7 şi T8 sînt blocate. Dacă pentru scurt timp se apasă butonul BT, bistabilul îşi schimbă starea, făcînd ca tranzistorul să intre în conducţie şi să alimenteze automatul.

Cînd se termină un ciclu, adică automatul cîntă cele 10 tonuri, pe poarta D a lui 490 are loc o schimbare de stare logică de la 1 la 0, determinînd prin circuitul de diferenţiere C4, R24 şi dioda D1 un impuls negativ ce schimbă starea bistabilului, blocîndu-se T7 şi T8 şi intrînd în conducţie T6; se opreşte astfel funcţionarea automatului.

Tot montajul se va alimenta de la o tensiune redresată şi bine filtrată, în cel mai bun caz stabilizată, de 5 V.

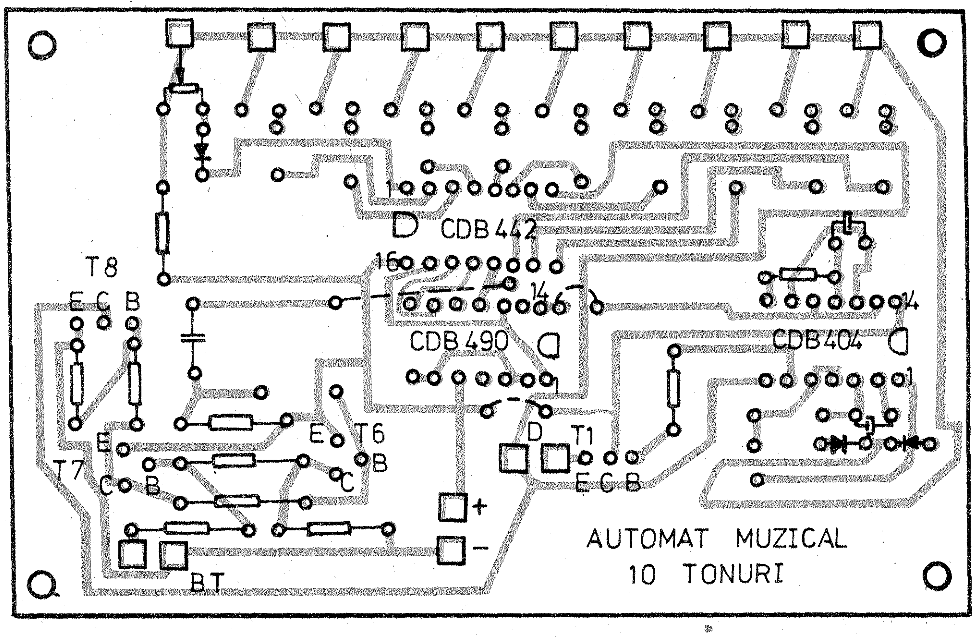
Tranzistoarele T1 şi T8 vor fi montate pe mici radiatoare pentru a evita încălzirea lor. Difuzorul D va fi de cel puţin 4 Ω.

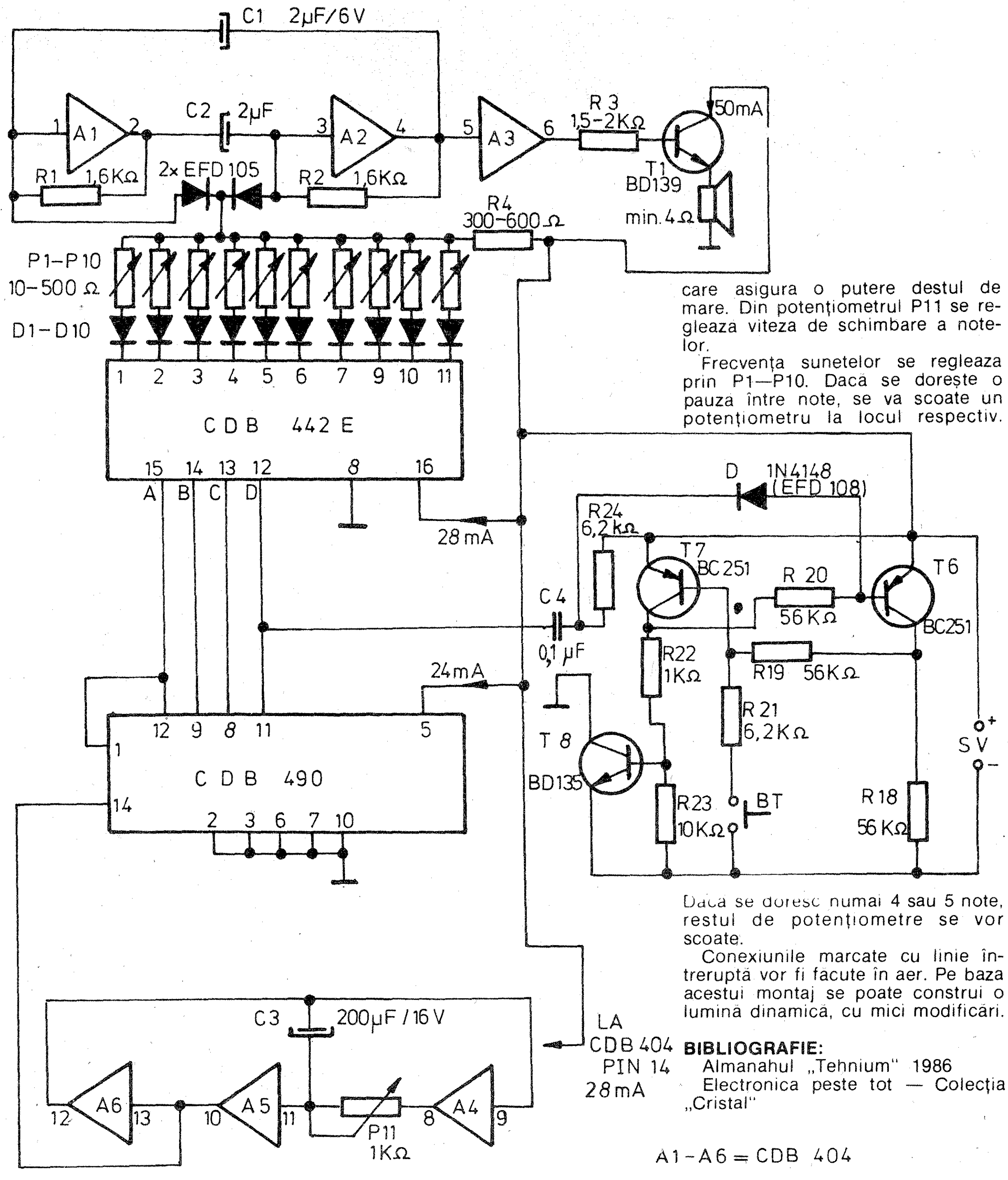
Eu am folosit difuzorul de 3 W, care asigură o putere destul de mare. Din potenţiometrul P11 se reglează viteza de schimbare a notelor.

Frecvenţa sunetelor se reglează prin P1—P10. Dacă se doreşte o pauză între note, se va scoate un potenţiometru la locul respectiv.

Dacă se doresc numai 4 sau 5 note, restul de potenţiometre se vor scoate.

Conexiunile marcate cu linie întreruptă vor fi făcute în aer. Pe baza acestui montaj se poate construi o lumină dinamică, cu mici modificări.





BIBLIOGRAFIE:
Almanahul „Tehnium" 1986
Electronica peste tot — Colecţia „Cristal"

HI-FI

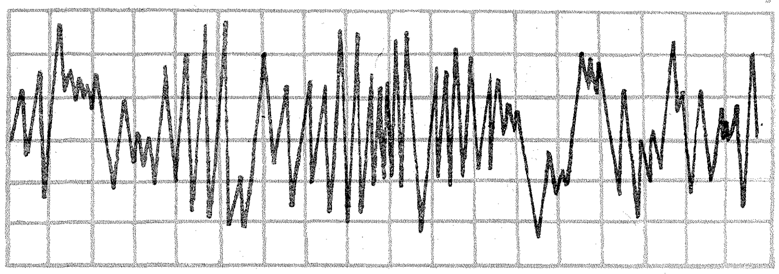
VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR AF DE PUTERE

Ing. EMIL MARIAN

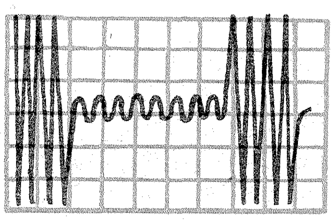
Parametrii esențiali care caracterizează un amplificator de audiofrecvență sînt puterea, impedanța sa de ieșire și procentajul de distorsiuni armonice totale (THD). Cunoscînd acești parametri, se pot compara relativ ușor două amplificatoare audio realizate de firme diferite. Totuși practica a arătat că pentru caracterizarea deplină a unui amplificator de audiofrecvență de putere sînt necesare o serie de detalii suplimentare care să ofere o imagine completă asupra comportării lor în regimul de funcționare. Ascultînd același program muzical sonor redat de aceleași incinte acustice, dar folosind, pe rînd, două amplificatoare audio diferite, se observă frecvent că unul dintre ele lucrează mai bine și mai eficient decît celălalt, deși ambele au aceeași putere de ieșire și, de cele mai multe ori, același coeficient THD. Faptul se datorează modului de lucru diferit în ceea ce privește regimul dinamic de funcționare, în special în momentul în care amplificatorul livrează puterea sa nominală. Pentru a avea o imagine completă asupra problemei, este necesar să se țină cont de condițiile reale de funcționare a amplificatorului în ceea ce privește și forma de undă a semnalului audio util. Comportarea unui amplificator de audiofrecvență în regimul de lucru cu semnal de intrare sinusoidal, pentru care este definită puterea sa nominală de ieșire, nu reflectă comportarea sa reală la semnalul electric propriu unui program muzical sonor. Acesta este format dintr-un conglomerat de forme de undă nesinusoidale, care, de cele mai multe ori, se succed cu salturi de amplitudine total diferite de forma de undă sinusoidală. Analizînd cu ajutorul unui osciloscop forma de undă a unui semnal electric propriu unui program muzical sonor, se observă că ea prezintă adeseori o alură foarte apropiată de forma de undă a unui semnal aleatoriu (de exemplu cea a zgomotului roz, fig. 1). Acest lucru are o importanță deosebită în momentul în care amplificatorul depășește în timpul funcționării, pentru perioade scurte de timp, puterea sa nominală. Dacă în regim sinusoidal de funcționare raportul puterilor P_{VIRF}/P_{NOM} = 2(A = 3 dB), în condițiile reale de funcționare P_{VIRF}/P_{NOM} = 25 ÷ 50 dB (A = 14 ÷ 17 dB).

De aici se vede că, în regimul tranzitoriu de funcționare, amplificatorul depășește cu mult posibilitățile sale de lucru teoretic. Această suprasolicitare se răsfrînge totdeauna în mod direct asupra etajului de alimentare, influențînd în mod negativ furnizarea energiei electrice celorlalte blocuri funcționale proprii amplificatorului (scade tensiunea de alimentare). În funcție de configurația schemei electrice după care este realizat, amplificatorul este mai mult sau mai puțin sensibil la aceste variații ale puterii electrice primite, care, datorită considerentelor economice, are din construcție o valoare limitată. Urmare celor expuse anterior, apare evident faptul că pentru verificarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență de putere, încadrabil în categoria HI-FI, este necesară simularea unui regim de lucru apropiat de condițiile reale de funcționare. Pentru testări se alege o astfel de formă de undă a semnalului de intrare încît să fie permisă, pentru o perioadă scurtă de timp, supraîncărcarea amplificatorului. Forma de undă a semnalului de intrare pentru testarea dinamică este prezentată în figura 2. Se observă că este vorba de un semnal electric cu formă de undă sinusoidală, modulat în amplitudine după un algoritm astfel ales încît pentru o perioadă scurtă de timp amplificatorul este supraîncărcat, iar ulterior amplitudinea semnalului de intrare se micșorează, în scopul prevenirii

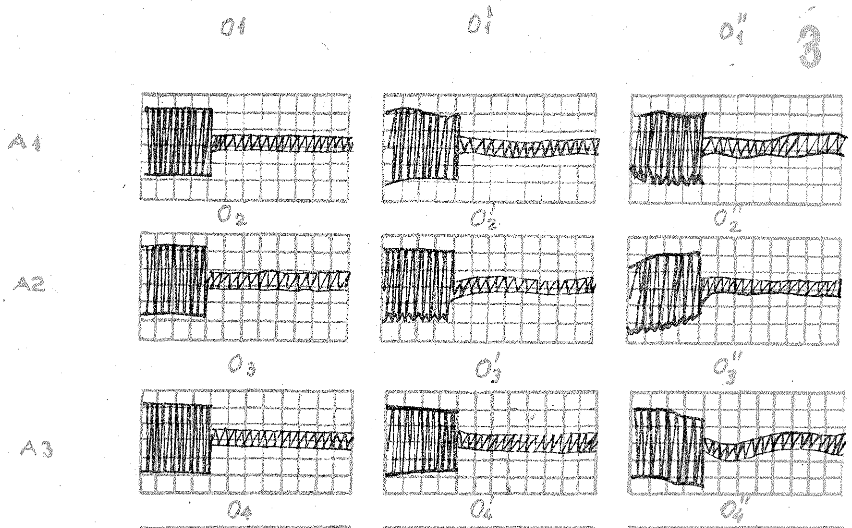
1



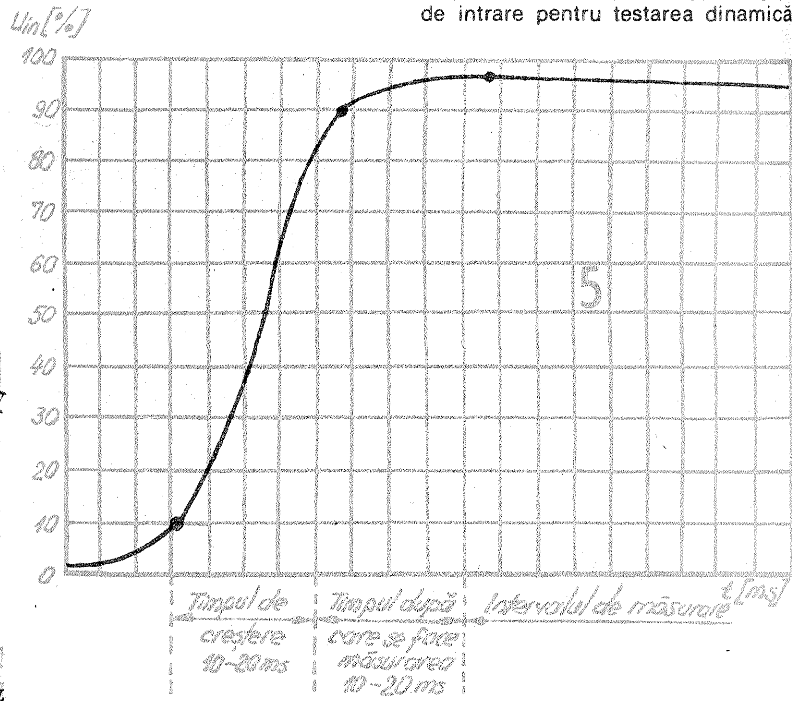
2



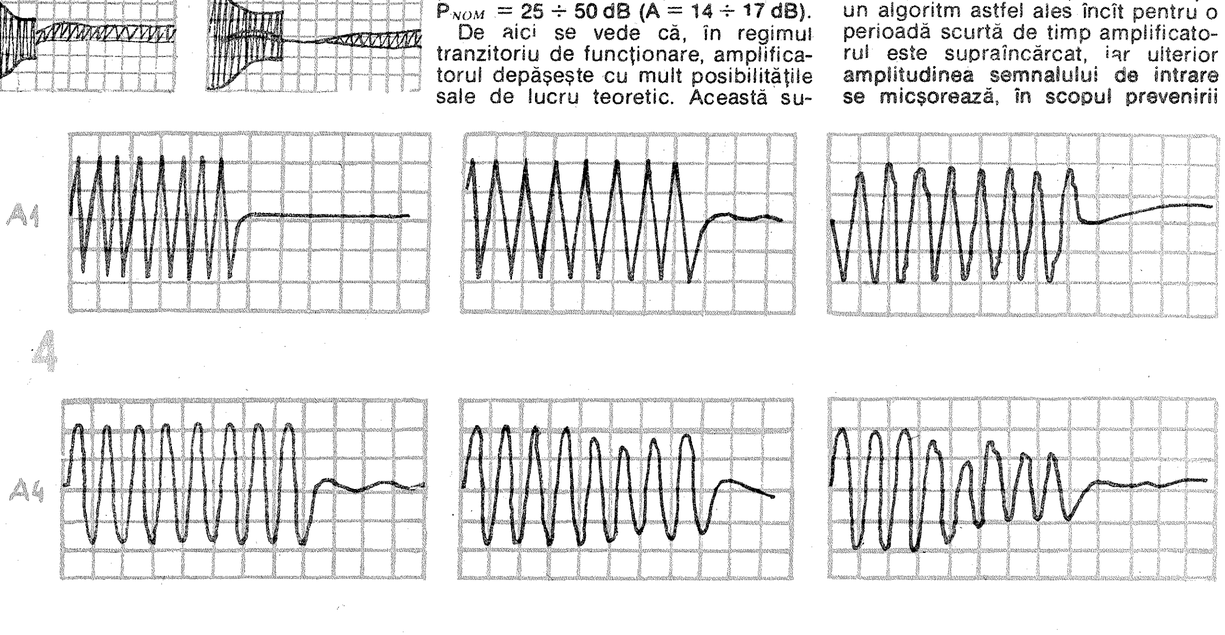
3



5



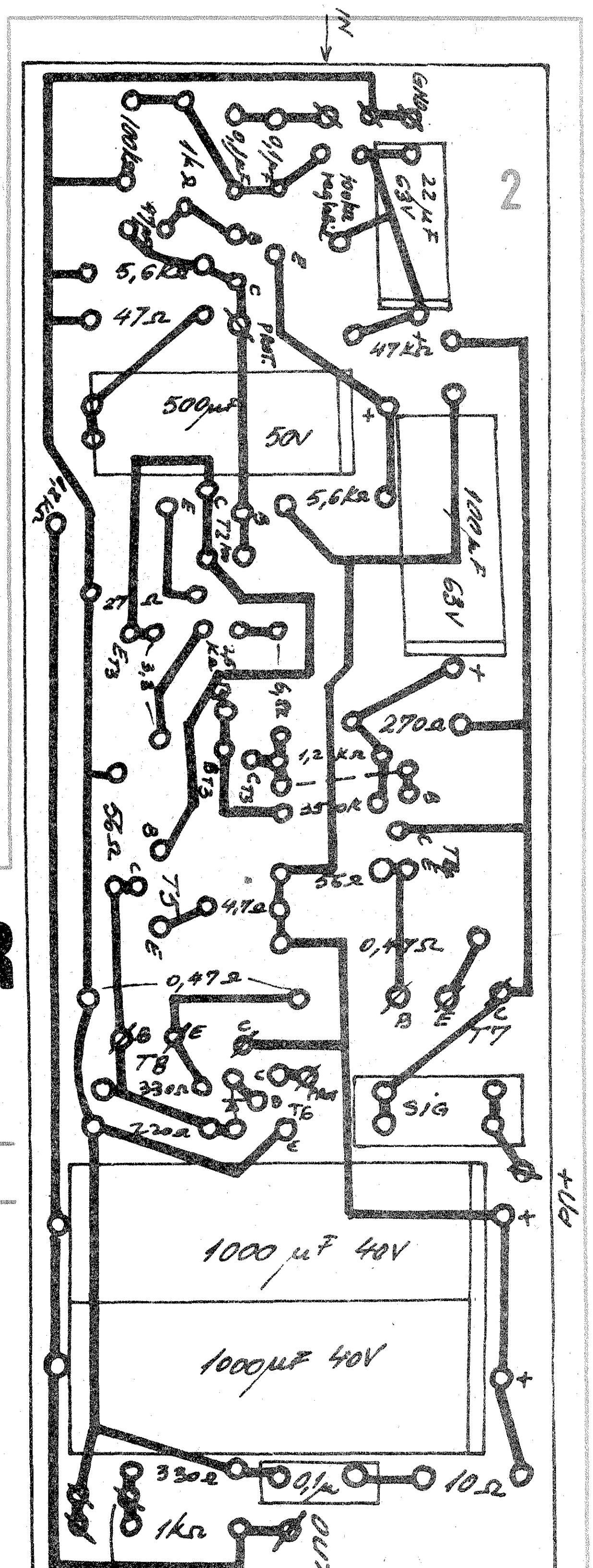
4



ambalării termice a etajului final. În același timp este posibilă și disiparea excesului de căldură acumulat în momentul debitării unei puteri mai mari decît puterea nominală. Cu un astfel de generator al semnalului de intrare (tone-burst generator) cu durata trenurilor de undă reglabilă se pot testa și ulterior, analizînd comportarea, diferenția în mod net două amplificatoare de audiofrecvență care prezintă în regim sinusoidal aceeași putere nominala. Folosirea trenurilor de undă permite scurte supraîncărcări ale amplificatorului supus măsurătorilor, fără riscul deteriorării etajului final sau a blocului de alimentare. Aceste verificări sînt singurele care pot departaja în mod net diferite tipuri de amplificatoare de audiofrecvență, identice ca performanțe din punct de vedere al funcționării în regim sinusoidal de lucru. Parametrul principal urmărit în urma testărilor este capacitatea de recuperare a amplificatorului. Ea reprezintă posibilitatea unui amplificator de a reveni și reda corect semnalele de nivel mic precedate de semnale de nivel mare. La amplificatoarele de audiofrecvență cu capacitate de recuperare scăzută, semnalele puternice exercită o acțiune de mascare (gîtuire) a semnalelor slabe. Acest fenomen se poate vizualiza cu ajutorul osciloscopului și analiza pe o perioadă mai mare de timp cu ajutorul unui osciloscop cu memorie. Fenomenul de mascare a semnalelor electrice slabe se manifestă practic printr-o redare neclară, înfundată, nediferențiată a unui program muzical sonor. Pentru exemplificare, în figura 3 se prezintă diagramele funcționale pentru patru amplificatoare de audiofrecvență cu aceeași putere, dar care au capacitatea de recuperare diferită. Verificarea a fost făcută cu un semnal de test furnizat de un generator de semnale sinusoidale modulate în amplitudine (tone-burst generator). Acest regim de lucru al amplificatorului de audiofrecvență se numește regim sinusoidal dinamic. Verificarea se face la frecvența de 1 000 Hz, la niveluri ce depășesc cu 0,5 dB, 2 dB și 5 dB nivelul normal la care începe limitarea semnalului sinusoidal. La toate determinările s-a lăsat un interval de 5 s între două trenuri de undă succesive, cu scopul de a da timp etajelor de ieșire și alimentare să disipe căldura excesivă. Oscilogramele O_1, O_1' și O_1'' se referă la amplificatorul A_1; O_2, O_2' și O_2'' la amplificatorul A_2; O_3, O_3' și O_3'' la amplificatorul A_3, și O_4, O_4' și O_4'' la amplificatorul A_4.

Oscilogramele $O_1 \div O_4$ corespund unei creșteri de nivel de 0,5 dB față de regimul normal de funcționare la care începe limitarea sinusoidei, oscilogramele $O_1' \div O_4'$ unei creșteri de 2 dB, iar oscilogramele $O_1'' \div O_4''$ unei creșteri de 5 dB față de nivelul de referință. Se observă că amplificatorul A_1 are capacitatea de recuperare foarte rapidă, distorsiunile care apar la semnalul de nivel mic fiind minime. Amplificatorul A_4 are capacitatea de recuperare cea mai scăzută, deoarece prezintă la suprasarcină o „strangulare" a caracteristicii de funcționare (de cca 100 ÷ 200 ms) ce tinde să taie complet semnalul de nivel mic. Se observă imediat că regimul sinusoidal dinamic scoate clar în evidență diferența dintre cele patru amplificatoare, care în regim sinusoidal normal prezintă performanțe identice. În timp ce amplificatorul A_1 redă în mod clar, curat și cu o dinamică foarte bună un program muzical sonor, amplificatorul A_4 redă același program muzical sonor în mod neclar, înfundat, cu limitări ale semnalului audio de nivel mic ce precede semnalul de nivel mare, distorsiunile fiind cu ușurință perceptibile. Importanța verificărilor în regimul de lucru sinusoidal dinamic este și mai evidentă dacă se variază frecvența semnalului modulat în amplitudine. În figura 4 se prezintă diagramele obținute în urma verificării amplificatoarelor A_1 și A_4 folosind pentru semnalul sinusoidal frecvențele de 10 kHz, 1 kHz și 100 Hz, cu o creștere de nivel de 2 dB peste nivelul de lucru la care apare limitarea sinusoidei. În timp ce amplificatorul A_1 se comportă perfect, amplificatorul A_4 prezintă o descreștere a semnalului la sfîrșitul trenului cu frecvența de 1 kHz (diagrama O_4') și o puternică strangulare pe mai mult de 50% din durata trenului de undă cu frecvența de 100 Hz (diagrama O_4''). Acest fapt se traduce fiziologic din punct de vedere al ascultătorului programului muzical sonor printr-o redare necorespunzătoare proprie amplificatorului A_4, total diferită de amplificatorul A_1, care redă perfect. Din cele expuse anterior rezultă importanța deosebită a verificării unui amplificator de audiofrecvență în regimul de funcționare sinusoidal dinamic. Această metodă reprezintă un sistem sigur de verificare pe care constructorul amator trebuie să-l folosească obligatoriu înainte de încadrarea unui amplificator de audiofrecvență de putere în categoria HI-FI.

(CONTINUARE ÎN PAG. 33)



2

AMPLIFICATOR AUDIO 25 W

Ing. AURELIAN MATEESCU

Montajul permite obținerea unor performanțe foarte bune, care îl înscriu în clasa HI-FI.

Principalele caracteristici electrice:

— puterea de ieșire nominală de 25 W pe o sarcină de Rx = 4 Ω la Ua = 55 V c.c.;

— banda de frecvență reprodusă 20—32 000 Hz, cu o neliniaritate de maximum 1,5 dB (în domeniul 20—20 000 Hz, neliniaritatea amplificatorului este cuprinsă în domeniul 0—0,5 dB);

— raportul semnal-zgomot mai bun de 90 dB;

— separarea între canale, în varianta stereo, mai bună de 55 dB;

— tensiunea de alimentare Ua = 55 V c.c.

— coeficientul de distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,3% la Pn = 25 W; pentru THD ≈ 1%, puterea livrată atinge 30 W/4 Ω.

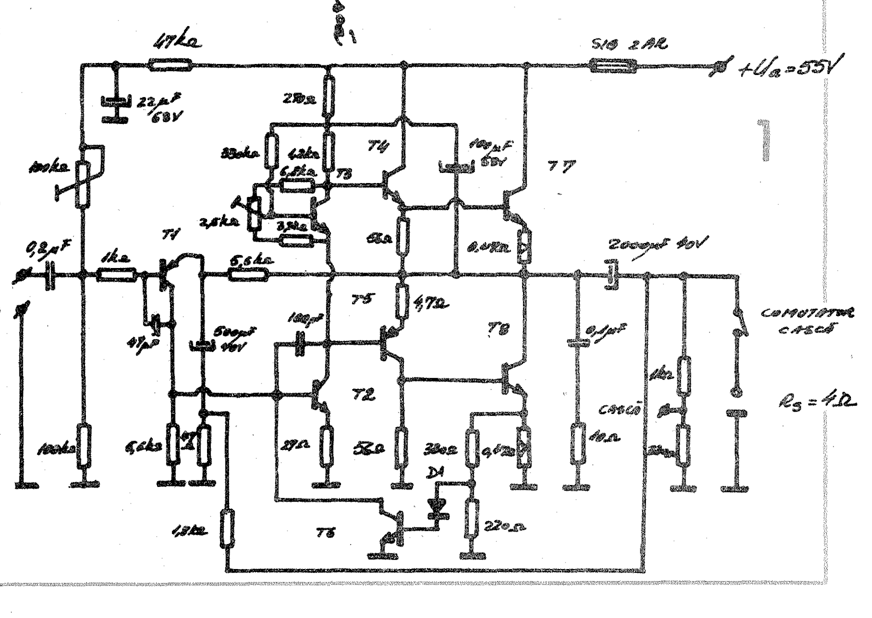
Tranzistoarele finale T7, T8 se vor monta pe un radiator comun de circa 500 cm². Pe același radiator, izolat, se va monta și T3. Tranzistorul T2 va avea, ca și T4 și T5, radiatoare din tablă de aluminiu de 0,5 mm cu suprafața de circa 20 cm².

Alimentarea se face dintr-un alimentator nestabilizat, compus dintr-un transformator de rețea de 220 V/40 V c.a. , o punte de circa 5 A (mono) și 10 A (varianta stereo). Filtrarea tensiunii de alimentare se face cu un condensator de minimum 4 700 μF/63 V.

Reglaje la punerea în funcțiune:

— din trimerul de 100 kΩ se reglează tensiunea pe plusul condensatorului de ieșire la valoarea Ua/2;

— din trimerul de 2,5 kΩ se reglează curentul de repaus al amplificatorului în limitele de 30—50 mA



1

ATELIER

TELEVIZORUL -OSCILOSCOP

EMIL STRĂINU, Urziceni

Adaptorul pe care îl prezentăm transformă orice televizor în osciloscop, fără alte modificări suplimentare. Pe acesta se pot vizualiza și urmări semnale de joasă frecvență și, cu ajutorul generatorului de semnal, se poate acorda vizual partea de frecvență intermediară a receptoarelor radio. Bineînțeles că aplicațiile sînt multiple.

Adaptorul poate fi considerat ca un emițător miniatural de televiziune. Cu toată simplitatea relativă a schemei, aceasta formează un semnal de televiziune complet, care diferă de semnalul standard prin absența impulsurilor egalizatoare. Impulsurile de sincronizare cadre se formează din tensiunea variabilă sinusoidală, cu ajutorul amplificatorului limitator realizat cu tranzistorul T1, circuitul de diferențiere R8—C4 și amplificatorul de prag cu tranzistorul T4. Durata acestor impulsuri este de cca 1,9 ms. Impulsurile de sincronizare linii sînt generate de oscilatorul autoblocat, realizat cu tranzistorul T5. Între colectoarele tranzistoarelor T4 și T5 este inclusă dioda divizoare D3. Înfășurările transformatorului Tr.1 al generatorului autoblocat sînt bobinate pe un tor de ferită. Diametrul exterior al miezului este de 10 mm, iar grosimea de 2 mm. Înfășurările 1 și 3 au cîte 100 de spire, iar înfășurarea 2 are 30 de spire bobinate cu conductor CuEm 0,1 mm. La începutul perioadei de baleiaj linii, impulsul de tensiune al generatorului autoblocat încarcă rapid condensatorul C5 prin dioda D2. În restul perioadei, C5 se descarcă lent prin R6. Tensiunea în „dinți de ferăstrău" ce apare în acest caz este aplicată bazei tranzistorului T2. Aici ea se însumează cu tensiunea înregistrată oscilografic. Amplificatorul etajat T2, T3, T6, datorită coeficientului mare de amplificare, funcționează practic în regim de releu, caracterizat printr-un anumit prag de deschidere. Parametrii adaptorului au fost aleși astfel încît, în lipsa tensiunii analizate, linia de desfășurare să se afle în centrul ecranului. La nevoie, imaginea de pe ecran poate fi deplasată modificînd valoarea rezistenței R3. Pentru a mări claritatea imaginii pe ecranul televizorului, amplificatorul T2, T3, T6 este inclus în reacția pozitivă de la colectorul tranzistorului T3 la baza tranzistorului T2, prin condensatorul C6. Aceasta mărește mult amplificarea în domeniul frecvențelor înalte și, prin urmare, mărește mult panta impulsului de ieșire. Vizual, aceasta se manifestă prin mărirea contrastului între alb și negru. Impulsurile de sincronizare cadre, linii și video se însumează la intrarea repetorului pe emitorul tranzistorului T7, care este amplificatorul oscilațiilor generate de tranzistorul T8, montat ca oscilator capacitiv în trei puncte. Frecvența generată trebuie aleasă egală cu frecvența canalului de televiziune liber. Frecvențele necesare generate se obțin alegînd numărul potrivit de spire al bobinei L1. De exemplu, la realizarea acordului pe canalul 2 de televiziune, cu frecvența de 59,25 MHz, bobina L1 are 5 spire bobinate cu conductor lițat de I.F. de 0,6 mm. Diametrul carcasei bobinei este de 9 mm. Divizorul realizat cu R18—R19 coboară tensiunea pînă la 3 mV pentru a evita suprasolicitarea traseului de I.F. a televizorului. Legăturile între C11—C15, L1, T8 trebuie realizate cu conductoare de lungime mică; totodată, aceste piese trebuie grupate într-un singur loc. Celelalte componente nu pun restricții de montare. Adaptorul nu necesită nici un fel de ecranare.

După conectarea adaptorului, televizorul se pune ca de obicei în funcțiune, acordîndu-l cu ajutorul butoanelor corespunzătoare. Dacă frecvența impulsurilor linii a televizorului nu se poate regla în intervalul frecvenței linii a adaptorului, aceasta din urmă se introduce în acest interval, modificînd în limite mici valoarea rezistenței R14. Trebuie să menționăm că sincronizarea baleiajului televizorului dată de adaptor se obține foarte stabilă; de aceea, o slabă sincronizare la acordarea adaptorului indică o eroare de montaj. Pentru a realiza adaptarea precisă pe canalul de televiziune ales este necesară întinderea sau strîngerea spirelor înfășurării bobinei L1, adică trebuie modificat pasul înfășurării.

În condițiile acordării corecte, linia de desfășurare este foarte bine conturată, iar imaginea semnalelor vizualizate este clară. Parametrii sînt astfel aleși încît ecartul maxim al imaginii de pe ecranul televizorului corespunde tensiunii de intrare de cca 0,3 V. Sensibilitatea adaptorului poate fi reglată variind valoarea rezistenței R2.

Pentru verificarea sensibilității adaptorului, la intrarea acestuia se aplică o tensiune variabilă cu valoare cunoscută. Tranzistoarele T1 și T4 sînt de tipul EFT323, T2, T3, T5, T6, T7, T8 de tipul EFT317, 319. Diodele pot fi EFD105 ÷ 110 sau echivalente.

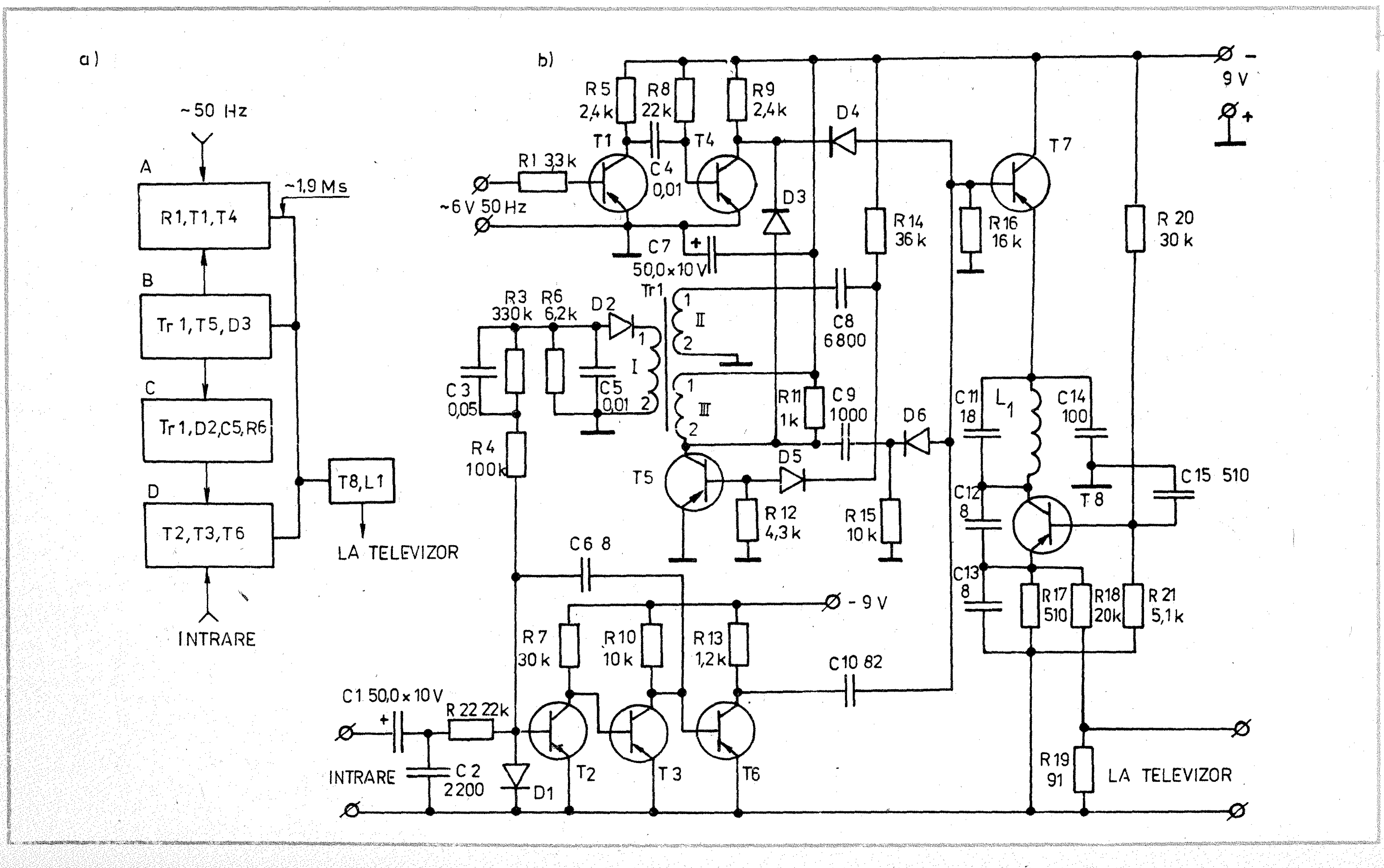
Schema-bloc:

A — blocul de formare impulsuri cadre;

B — blocul de formare impulsuri linii;

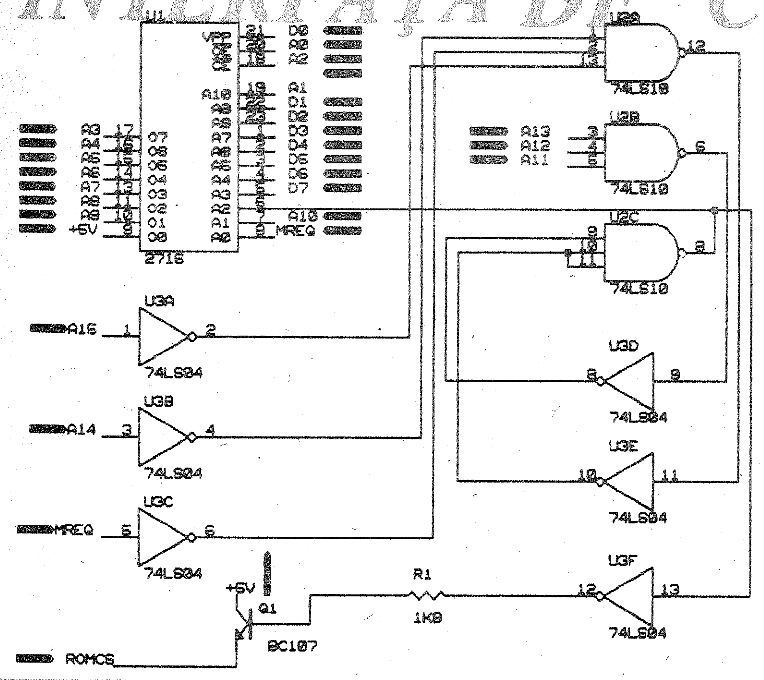
C — generatorul autoblocat;

D — bloc videoimpulsuri;



INTERFAȚĂ DE COPIERE

ALEXANDRU NICA, București



Așa cum m-ați sfătuit, vă mai trimit o idee care ar veni în ajutorul posesorilor de calculatoare Spectrum sau HC—85 cu un singur EPROM. Este vorba despre o interfață de copiere a programelor.

Mulți posesori de HC—85 au în PROM-ul 8 o modificare, respectiv au introdus un program de copiere. Acest program se apelează prin instrucțiunea RANDOMIZE USR 15011. Programul este deosebit de util, deoarece, existînd practic în ROM, nu ocupă nici un byte de RAM și, ca atare, pot fi copiate programe oricît de lungi. Dar există un inconvenient. Datorită acestui program existent aici, unele programe și, mai ales, unele jocuri nu funcționează, deoarece producătorul a introdus un test al ROM-ului pentru ca aceste programe să nu poată fi rulate decît pe computerele originale.

Ceea ce propun eu este construirea unei interfețe care să conțină acest PROM 8 modificat, pe placa mamă montîndu-se unul identic cu cel din computerul original (respectiv ultimii 2 K). Interfața devine deosebit de utilă pentru posesorii de Spectrum original, unde altă posibilitate de a utiliza programul de copiere nu există. Același lucru se întîmplă și pentru cei care au HC-85 cu un singur EPROM DE 16 K.

Nu am avut posibilitatea să listez datele din PROM-ul respectiv, dar îl pot pune la dispoziția celor care doresc să-l copieze.

Ca funcționare, în momentul introducerii interfeței în conector, la executarea instrucțiunii RANDOMIZE USR 15011, se intră în programul de copiere. După ce interfața a fost scoasă (bineînțeles în momentul respectiv calculatorul trebuie scos de sub tensiune), calculatorul rămîne cel original

Important. Interfața nu poate fi utilizată la Spectrum 128 K sau Spectrum +2, respectiv +3, deoarece acestea au ultimii 2 K de ROM plini cu date necesare funcționării sistemului.

Anexez schema de principiu elaborată pe un calculator compatibil IBM.

FILTRU REJECTOR TV

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

Se întîmplă cîteodată să avem nevoie să atenuăm un canal TV care ne perturbează recepția altor canale apropiate. De obicei, rejectarea acestor canale perturbatoare se face cu filtre LC.

În acest articol vă prezentăm un filtru rejector realizat mai simplu, cu o linie coaxială în gol.

Filtrul este realizat din cablu coaxial cu impedanța de 75 Ω, de lungime λ/4, în gol.

Se cunoaște că:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

unde λ este exprimat în metri (m) și f în megahertzi (MHz).

$$\lambda = \frac{\lambda_{imagine} + \lambda_{sunet}}{2} \quad \text{sau} \quad \lambda = \frac{300}{\frac{f_{imagine} + f_{sunet}}{2}}$$

Lungimea reală a liniei coaxiale în gol este:

$$l = K\frac{\lambda}{4}$$

unde K este factorul de scurtare (l — în metri).

În cazul cablului coaxial avem două posibilități:
— cablu coaxial profesional, cu $K_1 = 0,91 \div 0,94$;
— cablu coaxial uzual, cu $K_2 = 0,66$.

În tabel sînt date canalele și frecvențele lor, iar în ultimele două coloane se dau lungimile l pentru K_1 și K_2, în cazul normei de televiziune OIRT și al canalelor UIF europene.

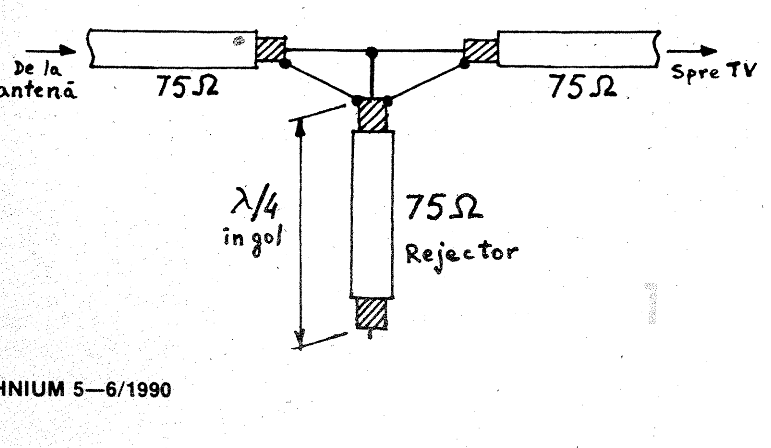
O altă metodă de reglaj al filtrului rejector este cu vobuloscopul. Se taie cablul coaxial ceva mai mare de λ/4 și tăind din aproape în aproape, se centrează caracteristica pe frecvența dorită.

Trebuie acordată atenție la capătul „în gol" al filtrului, ca în urma tăierii să nu rămînă „mustăți" de tresă care să facă accidental scurtcircuit cu firul central.

Atenuarea este în funcție de factorul de calitate al cablului coaxial folosit. Din măsurători cu cablul coaxial uzual se obțin aproximativ 6 dB atenuare, pe cînd cu cel profesional se pot obține pînă la 25 dB atenuare.

Lățimea de bandă afectată de filtrul rejector este mai mare la cablul coaxial uzual (putînd afecta pînă la două canale stînga-dreapta față de canalul dorit) și mai mică la cel profesional (pînă la un canal stînga-dreapta față de canalul dorit).

BIBLIOGRAFIE:
Eberhard Spindler, „Antene", Editura Tehnică, 1983.



CANAL	$f_{imagine}$ (MHz)	f_{sunet} (MHz)	λ (m)	l_1 (m) ($K_1 = 0,91$)	l_2 (m) ($K_2 = 0,66$)
F.I.F.					
1	49,75	56,25	5,660	1,287	0,934
2	59,25	65,75	4,800	1,092	0,792
3	77,25	83,75	3,727	0,848	0,615
4	85,25	91,75	3,390	0,771	0,559
5	93,25	99,75	3,109	0,707	0,513
6	175,25	181,75	1,681	0,382	0,277
7	183,25	189,75	1,609	0,366	0,265
8	191,25	197,75	1,542	0,351	0,254
9	199,25	205,75	1,481	0,337	0,244
10	207,25	213,75	1,425	0,324	0,235
11	215,25	221,75	1,373	0,312	0,226
12	223,25	229,75	1,325	0,301	0,219
U.I.F.					
21	471,25	477,75	0,632	0,144	0,104
22	479,25	485,75	0,622	0,142	0,103
23	487,25	493,75	0,612	0,139	0,101
24	495,25	501,75	0,602	0,137	0,099
25	503,25	509,75	0,592	0,135	0,098
26	511,25	517,75	0,583	0,133	0,096
27	519,25	525,75	0,574	0,131	0,095
28	527,25	533,75	0,566	0,129	0,093
29	535,25	541,75	0,557	0,127	0,092
30	543,25	549,75	0,549	0,125	0,091
31	551,25	557,75	0,541	0,123	0,089
32	559,25	565,75	0,533	0,121	0,088
33	567,25	573,75	0,526	0,120	0,087
34	575,25	581,75	0,519	0,118	0,086
35	583,25	589,75	0,512	0,116	0,084
36	591,25	597,75	0,505	0,115	0,083
37	599,25	605,75	0,498	0,113	0,082
38	607,25	613,75	0,491	0,112	0,081
39	615,25	621,75	0,485	0,110	0,080
40	623,25	629,75	0,479	0,109	0,079
41	631,25	637,75	0,473	0,108	0,078
42	639,25	645,75	0,467	0,106	0,077
43	647,25	653,75	0,461	0,105	0,076
44	655,25	661,75	0,456	0,104	0,075
45	663,25	669,75	0,450	0,102	0,074
46	671,25	677,75	0,445	0,101	0,073
47	679,25	685,75	0,440	0,100	0,0726
48	687,25	693,75	0,434	0,099	0,0716
49	695,25	701,75	0,429	0,098	0,0707
50	703,25	709,75	0,425	0,097	0,0701
51	711,25	717,75	0,420	0,096	0,0693
52	719,25	725,75	0,415	0,094	0,0685
53	727,25	733,75	0,411	0,0935	0,0678
54	735,25	741,75	0,406	0,0923	0,0669
55	743,25	749,75	0,402	0,0914	0,0663
56	751,25	757,75	0,398	0,0905	0,0656
57	759,25	765,75	0,393	0,0894	0,0648
58	767,25	773,75	0,389	0,0884	0,0641
59	775,25	781,75	0,385	0,0875	0,0635
60	783,25	789,75	0,381	0,0866	0,0628
61	791,25	797,75	0,376	0,0855	0,0620
62	799,25	805,75	0,374	0,0850	0,0617
63	807,25	813,75	0,370	0,0842	0,0610
64	815,25	821,75	0,367	0,0835	0,0605
65	823,25	829,75	0,363	0,0826	0,0599
66	831,25	837,75	0,359	0,0817	0,0592
67	839,25	845,75	0,356	0,0809	0,0587
68	847,25	853,75	0,353	0,0803	0,0582
69	855,25	861,75	0,349	0,0794	0,0576
70	863,25	869,75	0,346	0,0787	0,0571
71	871,25	877,75	0,343	0,0780	0,0566
72	879,25	885,75	0,340	0,0774	0,0561

INTERFAȚĂ SERIALĂ DUBLĂ V24 PENTRU CALCULATORUL HC-85

cib. Craciun Dutu
ing. Chirulescu Paul
ing. Colonati Cristian

Pentru a oferi posibilitatea cresterii performantelor calculatorului personal HC 85, cu larga raspindire in rindul tineretului, scoli, licee, precum si in rindul studentilor si radioamatorilor, a aparut in mod natural ideia de a folosi posibilitatile de extensie ale acestuia prin constructia unor interfete adecvate. In evolutie fata de interfata seriala prezentata in numerele 7, 8, 9 / 89 ale revistei s-a conceput, realizat si utilizat o interfata dubla bazata pe circuitul SIO (serial input-output) din familia microprocesorului Z80, care permite calculatorului HC 85 conectarea simultana la o imprimanta seriala precum si la un echipament de nivel superior mini sau microcalculator (fig.1). Configuratia astfel obtinuta ofera o mai mare posibilitate de manevra si elasticitate in creerea si depunerea programelor utilizator in suport disc flexibil precum si listarea la o imprimanta seriala.

Asa cum se vede din schema de principiu (fig.2) interfata este prevazuta cu ceas propriu pentru controlul ratei de transmisie : cuart de 9830 Khz, 74LS04 si 7493 ca divizor, circuitele principale Z80 CTC si Z80 SIO, precum si circuitele de adaptare la iesirea seriala V24, CDB 1488, CDB 1489.-

La conectorul de extensie al placii principale a calculatorului HC 85 (vezi manualul acestuia cap.4.10. pag.70,71) se cupleaza o mufa cu 56 contacte tip fund de sertar FELIX-C prelungita, 52+4 pini, adica mufa P1. Conectorii P2 si P3,cu care este echipata interfata, sint conectori de cablaj mama cu 25 pini.- Conectorul P3 aferent circuitului SIO-A este dedicat comunicatiei iar conectorul P2 pentru SIO-B este afectat imprimantei. Realizarea practica s-a facut pe o placuta de circuit imprimat dublu placat de dimensiunile 125x125mm, la care din motive tehnologice, de precizia trasarii si corodarii, s-au facut completari de circuite cu fir wire-wrapp (fig.3).

Pentru orientare sint prezentate cele 2 fete ale placii de interfata, realizatorii putind adapta functie de disponibilitatile de materiale o solutie convenabila. -

Cablele de legatura si mufa de rebuclare pentru testarea interfetei sint prezentate in fig.4. -

Programele scrise pentru aceasta interfata au permis realizarea urmatoarelor functiuni :

- program de test pentru interfata seriala dubla utilizind 1 sau 2 mufe de rebuclaj si care permite testarea SIO-A, SIO-B sau ambele;
- rutina de listare cu SIO-B denumita RUTL;
- rutina dCOPY care permite copierea imaginii ecran pixel cu pixel, marind poza pina la dimensiunile formatului A4, acceptat de imprimanta grafica K6313. -

Programul de test fiind scris in limbaj BASIC nu prezinta nici un fel de probleme deosebite, putind fi cules si lansat cu RUN sau salvat si incarcat din caseta ori de cite ori se doreste a fi utilizat. -
Rutinele RUTL si dCOPY sint realizate in limbaj de asamblare, modalitatile de construire, salvare si incarcare fiind prezentate in nr. 7, 8, 9 / 89 ale revistei, prin utilizarea asamblorului ZEUS.
Lansarea celor doua rutine, odata incarcate se face astfel :

- Pentru rutina RUTL

RANDOMIZE USR 65267

pentru a face legatura cu sistemul si apoi prin comenzile LLIST si LPRINT din tastatura ori de cite ori se doreste listare de programe BASIC sau rezultate ale programelor utilizator.

- Pentru rutina dCOPY se face :

RANDOMIZE USR 48000

ori de cite ori se doreste copia unei imagini ecran.
Programele de comunicatie cu echipamentul de nivel superior, microcalculatorul CUB-Z, si depunerea sau extragerea de programe sau fisiere din discurile flexibile, rezidente atit in CUB-Z cit si in HC 85 fiind de dimensiuni mari, nu permit publicarea lor in extenso in paginile revistei din motive de spatiu ; cei interesati in cazul in care nu si le pot concepe singuri se pot adresa autorilor. -

Una din aplicatiile cele mai interesante ale acestei interfete a fost transformarea calculatorului HC 85 in videoterminal standard VT52 si conectarea la o linie banala a multiplexoarelor seriale ale minicalculatoarelor CORAL - INDEPENDENT, cu restrictia ca lungimea liniei pe ecran este de 32 sau 64 caractere functie de marimea caracterului, un rind de 80 caractere primit prin interfata seriala fiind afisat pe 3 respectiv 2 rinduri pe ecranul monitorului TV.

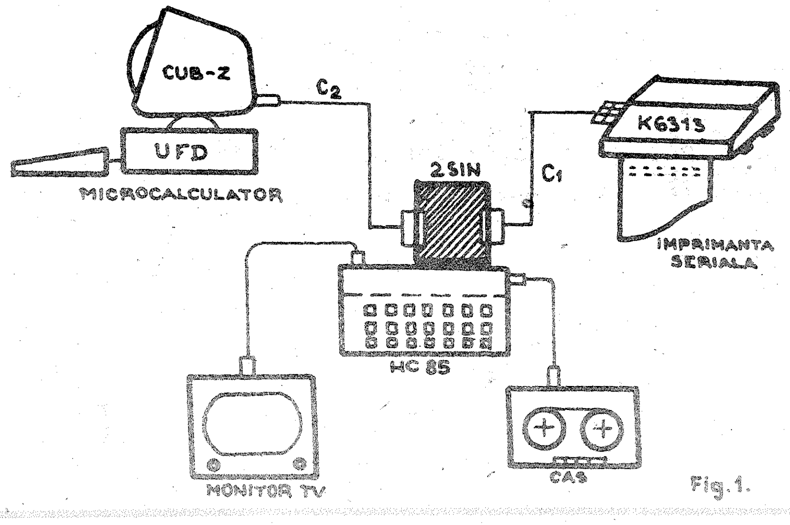
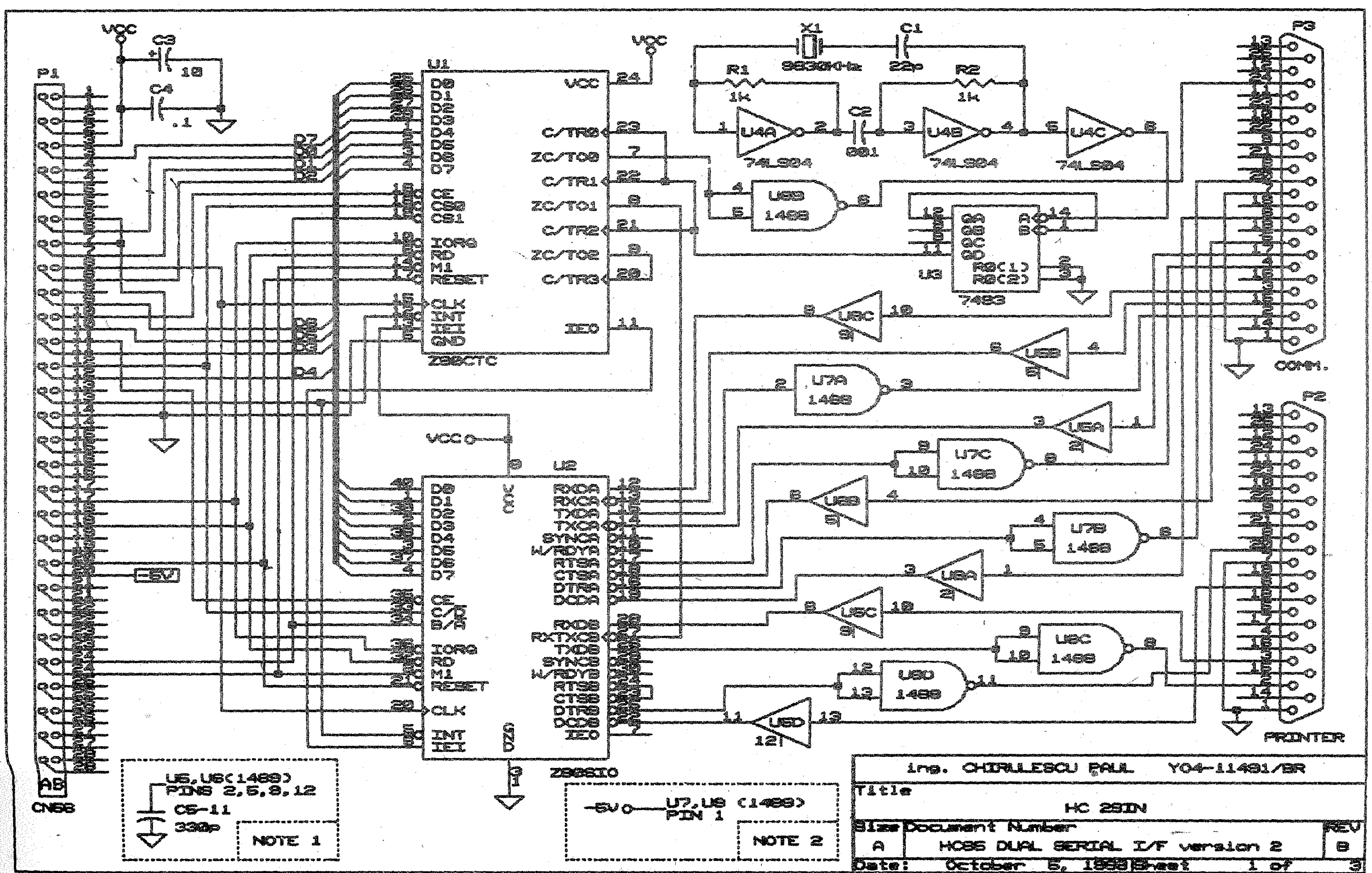


Fig.1.




```
   1 CLS
  10 REM ************************
  20 REM program de test pentru
  30 REM    interfata seriala
  35 REM ************************
 180 PRINT  AT 13,26;"SIO-A"
 190 PRINT  AT 13,2;"SIO-B"
 200 PRINT  AT 20,0; INK 1;"testati SIO-A";
 201 PRINT ",SIO-B sau AMBELE  *A,B,X§:? "
 210 INPUT a$
 220 IF a$="a" OR a$="A" THEN  GO SUB 2000
 230 IF a$="b" OR a$="B" THEN  GO SUB 1000
 240 IF a$="x" OR a$="X" THEN  GO SUB 3000
1000 GO SUB 1500
1005 LET i=0
1006 IF  INKEY$ >"" THEN  GO TO 1006
1007 IF  INKEY$ ="" THEN  GO TO 1007
1030 OUT 243, CODE ( INKEY$ )
1040 LET d= IN 243
1050 PRINT  AT 0,i; INK 2; CHR$ (d);
1053 LET i=i+1
1055 IF i=31 THEN  LET i=0
1060 GO TO 1006
1500 REM *******************
1510 REM programare canal B
1520 REM *******************
1530 PRINT  AT 13,2; FLASH 1;"SIO-B"
1540 OUT 237,93: OUT 237,8
1550 OUT 251,24: OUT 251,24
1560 OUT 251,20: OUT 251,76
1570 OUT 251,19: OUT 251,193
1580 OUT 251,05: OUT 251,234
1590 OUT 251,01: OUT 251,00
1600 RETURN
2000 GO SUB 2500
2005 LET i=0
2006 IF  INKEY$ >"" THEN  GO TO 2006
2007 IF  INKEY$ ="" THEN  GO TO 2007
2010 LET c$= INKEY$
2025 LET c= CODE c$
2030 OUT 227,c
2040 LET d= IN 227
2050 PRINT  AT 0,i; INK 2; CHR$ (d);
2053 LET i=i+1
2055 IF i=31 THEN  LET i=0
2060 GO TO 2006
2500 REM *******************
2510 REM programare canal A
2520 REM *******************
2530 PRINT  AT 13,26; FLASH 1;"SIO-A"
2540 OUT 229,93: OUT 229,8
2550 OUT 235,24: OUT 235,24
2560 OUT 235,20: OUT 235,76
2570 OUT 235,19: OUT 235,193
2580 OUT 235,05: OUT 235,234
2590 OUT 235,01: OUT 235,00
2600 RETU.:N
3000 GO SUB 1500: GO SUB 2500
3001 LET i=0
3005 FOR k=0 TO 64
3006 PRINT  AT 13,2; FLASH 0;"SIO-B";
3007 PRINT  AT 13,26;"SIO-A"
3010 PRINT  AT 14,1; INK 2; FLASH 1;"RECEIVE"
3020 PRINT  AT 14,25; INK 4; FLASH 1;" SEND  "
3040 IF  INKEY$ >"" THEN  GO TO 3040
3050 IF  INKEY$ ="" THEN  GO TO 3050
3060 OUT 227, CODE ( INKEY$ )
3070 PRINT  AT 0,i; INK 2; CHR$ ( IN 243);
3080 LET i=i+1
3090 IF i=31 THEN  LET i=0
3110 NEXT k
4001 LET i=0
4005 FOR k=0 TO 64
4010 PRINT  AT 14,1; INK 4; FLASH 1;" SEND  "
4020 PRINT  AT 14,25; INK 2; FLASH 1;"RECEIVE"
4040 IF  INKEY$ >"" THEN  GO TO 4040
4050 IF  INKEY$ ="" THEN  GO TO 4050
4060 OUT 243, CODE ( INKEY$ )
4070 PRINT  AT 0,i; INK 2; CHR$ ( IN 227);
4080 LET i=i+1
4090 IF i=31 THEN  LET i=0
4110 NEXT k
5000 GO TO 3005
```

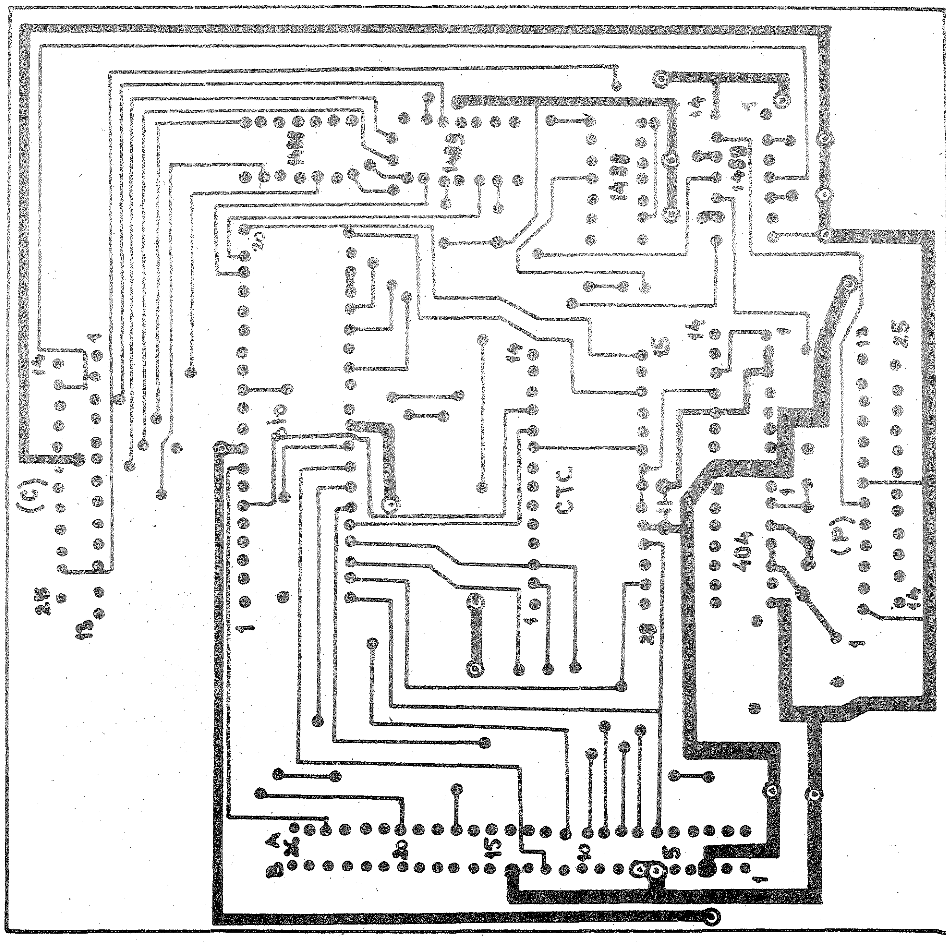
```
00010 ;*******************
00020 ;*  rutina C O P Y *
00030 ;*      cu S I O    *
00031 ;* viteza 9600 bds *
00032 ;*protocol XON-XOFF*
00040 ;*******************
00050 ORG    65267
00060 ENT
00070 DI
00080 PUSH   HL
00090 PUSH   DE
00100 PUSH   BC
00110 PUSH   AF
00120 LD     A,#5D
00130 OUT    (#ED),A
00140 LD     A,#01
00150 OUT    (#ED),A
00160 LD     HL,SIOPRG
00170 LD     C,#FB
00180 LD     B,#09
00190 OTIR
00200 CALL   TEST
00210 LD     A,#1B:OUT (#F3)
00220 CALL   TEST
00230 LD     A,#31:OUT (#F3)
00240 LD     B,24
00250 ECRAN  LD     (#FFFE),B(
00260        CALL   #E9B
00270        LD     DE,256
00280        CALL   COPYL
00290        LD     BC,(#FFFE)
00300        DJNZ   ECRAN
00310 RETUR  POP    AF
00320        POP    BC
00330        POP    DE
00340        POP    HL
```

ATELIER

```
00350 EI
00360 RET
00370 COPYL   CALL    GRAFIC
00380         LD      A,0
00390         LD      (#FFFB),A
00400         CALL    #1F54
00410         JP      NC,RETUR
```

```
00420 LOOP1   LD      C,8
00430 LOOP2   LD      B,8
00440         LD      (#FFFC),HL
00450 LOOP3   RLC     (HL)
00460         RLA
00470         ADD     HL,DE
00480         DJNZ    LOOP3
00490         LD      B,A
00500 CAR     IN      A,(#FB)
00510         RRA
00520         JR      NC,LO20
00530         IN      A,(#F3)
00540         AND     #7F
00550         CP      #13
00560         JR      NZ,LO20
00570 LO10    IN      A,(#FB)
00580         RRA
00590         JR      NC,LO10
00600         IN      A,(#F3)
00610         AND     #7F
00620         CP      #11
00630         JR      NZ,LO10
00640 LO20    IN      A,(#FB)
```

FAȚA SUDURI



HC 85 2 SIN

PORTURI

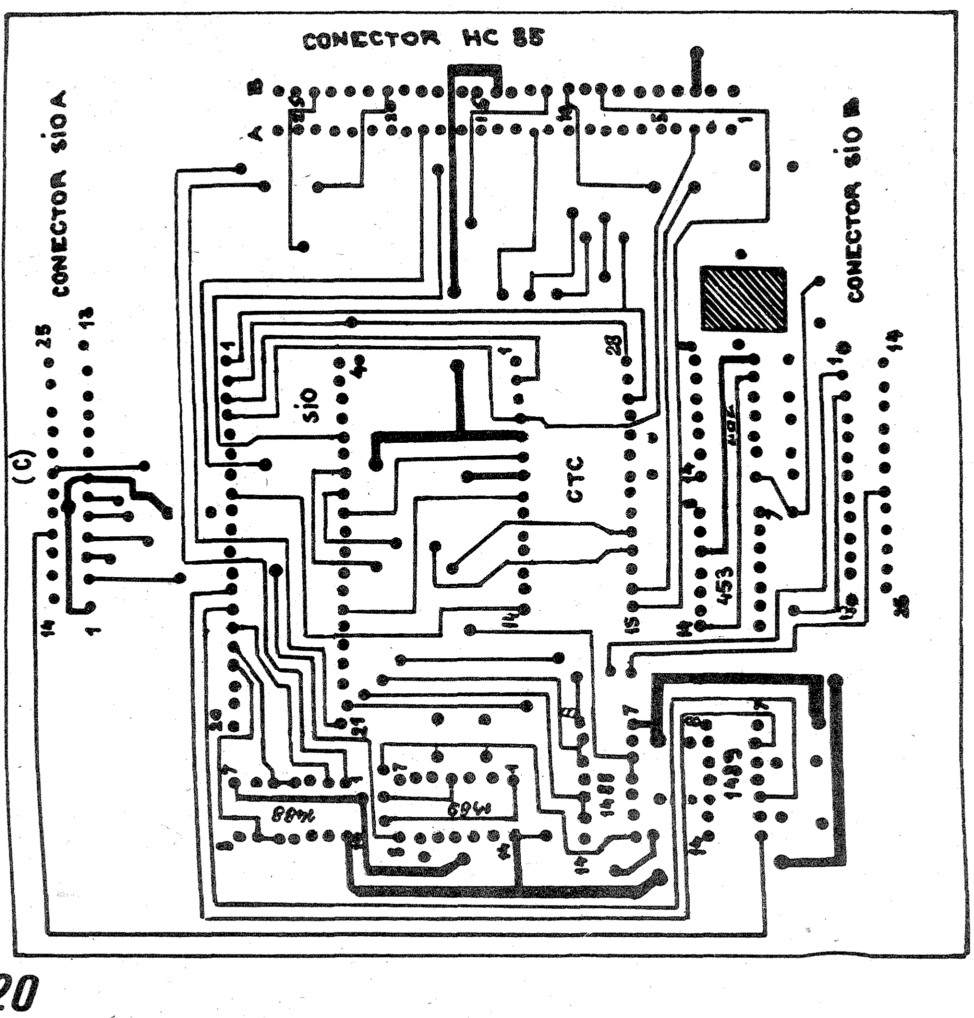
CTCØ (com)	ØE5H	229
CTC1	ØEDH	237
CTC2	ØF5H	245
CTC3	ØFDH	253
SIOA data	ØE3H	227
SIOA ctrl	ØEBH	235
SIOB data	ØF3H	243
SIOB ctrl	ØFBH	251

Timer CLK = 614400 Hz

```
00650         AND     #04
00660         JR      Z,LO20
00670         LD      A,B
00680         OUT     (#F3),A
00690         LD      HL,(#FFFC)
00700         DEC     C
00710         JR      NZ,LOOP2
00720         INC     L
00730         LD      A,(#FFFB)
00740         INC     A
```

```
L..76
00010 ;*******************
00020 ;* rutina dC O P Y *
00030 ;*     cu  S I O   *
00031 ;* mareste poza de *
00032 ;*    doua ori     *
00040 ;*******************
00050 ORG     48000
00060 ENT
00070 DI
00080 PUSH    HL
00090 PUSH    DE
00100 PUSH    BC
00110 PUSH    AF
00120 LD      A,#5D
00130 OUT     (#ED),A
00140 LD      A,#01
00150 OUT     (#ED),A
00160 LD      HL,SIOPRG
00170 LD      C,#FB
00180 LD      B,#09
00190 OTIR
00200 CALL    TEST
00210 LD      A,#1B:OUT (#F3),A
00220 CALL    TEST
00230 LD      A,#31:OUT (#F3),A
00240 LD      B,24
00250         LD      C,#FF
00260 ECRAN   LD      (#FFFE),BC
00270         CALL    #E9B
00280         LD      DE,256
00290         CALL    COPYL
00300         LD      BC,(#FFFE)
00310         LD      A,C
00320         CP      #FF
00330         JR      NZ,ZERO
00340         LD      A,#00
00350         LD      C,A
00360         INC     B
00370         JR      DDJNZ
00380 ZERO    LD      A,#FF
00390         LD      C,A
00400 DDJNZ   LD      (#FFFE),BC
```

FAȚA PLANTATĂ



```
00410         DJNZ   ECRAN
00420 RETUR   POP    AF
00430         POP    BC
00440         POP    DE
00450         POP    HL
00460 EI
00470 RET
00480 COPYL   CALL   GRAFIC
00490         LD     A,0
00500         LD     (#FFFB),A
00510         CALL   #1F54
00520         JP     NC,RETUR
00530 LOOP1   LD     C,8
00540 LOOP2   LD     B,8
00550         LD     (#FFFC),HL
00560 LOOP3   RLC    (HL)
00570         RLA
00580         ADD    HL,DE
00590         DJNZ   LOOP3
00600         LD     B,A
00610 CAR     IN     A,(#FB)
00620         RRA
00630         JR     NC,LO20
00640         IN     A,(#F3)
00650         AND    #7F
00660         CP     #13
00670         JR     NZ,LO20
00680 LO10    IN     A,(#FB)
00690         RRA
00700         JR     NC,LO10
00710         IN     A,(#F3)
00720         AND    #7F
00730         CP     #11
00740         JR     NZ,LO10
00750 LO20    IN     A,(#FB)
00760         AND    #04
00770         JR     Z,LO20
00780         LD     A,B
00790         CALL   DUBLU
00800         CALL   TEST
00810         LD     A,B
00820         CALL   DUBLU
00830         LD     HL,(#FFFC)
00840         DEC    C
00850         JR     NZ,LOOP2
00860         INC    L
00870         LD     A,(#FFFB)
00880         INC    A
00890         LD     (#FFFB),A
00900         CP     32
00910         JP     NZ,LOOP1
00920         RET
00930 GRAFIC  NOP
00940         CALL   TEST
00950         LD     A,13
00960         OUT    (#F3),A
00970         CALL   TEST:LD A,27
00980         OUT    (#F3),A
00990         CALL   TEST:LD  A,#4B
01000         OUT    (#F3),A
01010         CALL   TEST:LD A,0
01020         OUT    (#F3),A
01030         CALL   TEST:LD A,2
01040         OUT    (#F3),A
01050         RET
01060 TEST    IN     A,(#FB)
01070         AND    #04
01080         JR     Z,TEST
01090         RET
01100 DUBLU   NOP
01110 ;************************
01120 ; registrul B contine    *
01130 ; octetul de tiparit     *
01140 ;************************
01150         LD     (REGBC),BC
01160         LD     (REGA),A
01170         LD     A,(#FFFE)
01180         CP     #FF
01190         JP     NZ,JOS
01200         LD     A,B
01210         AND    #F0
01220         LD     B,A
01225         XOR    A
01230         BIT    7,B
01240         JR     Z,BIT6
01250         SET    7,A
01260         SET    6,A
01270 BIT6    BIT    6,B
01280         JR     Z,BIT5
01290         SET    5,A
01300         SET    4,A
01310 BIT5    BIT    5,B
01320         JR     Z,BIT4
01330         SET    3,A
01340         SET    2,A
01350 BIT4    BIT    4,B
01360         JR     Z,OKSUS
01370         SET    1,A
01380         SET    0,A
01390 OKSUS   NOP
01430         LD     BC,(REGBC)
01440         OUT    (#F3),A
01450         LD     A,(REGA)
01460         RET
01470 JOS     NOP
01480         LD     A,B
01490         AND    #0F
01500         LD     B,A
```

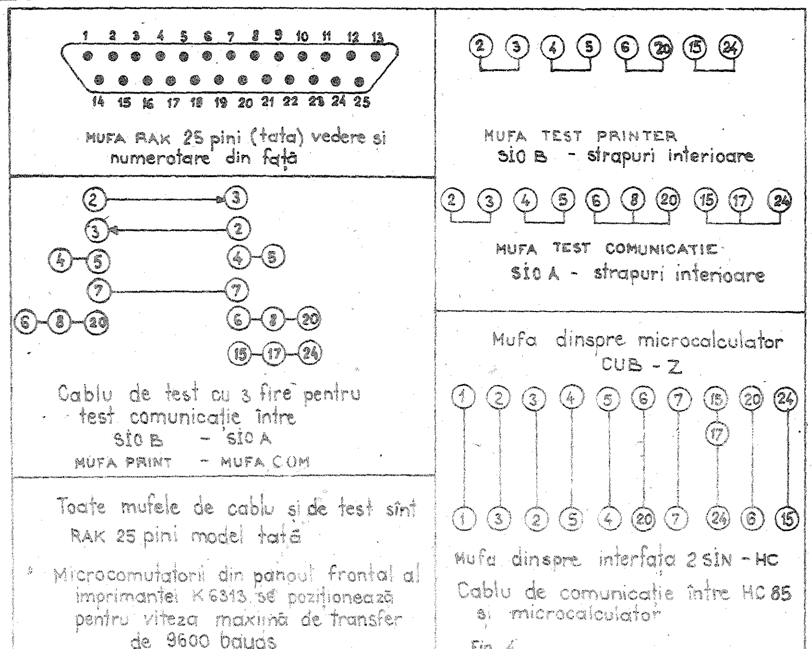


Fig. 4.

```
01510         XOR    A
01520         BIT    3,B
01530         OR     Z,BIT2
01540         SET    7,A
01550         SET    6,A
01560 BIT2    BIT    2,B
01570         JR     Z,BIT1
01580         SET    5,A
01590         SET    4,A
01600 BIT1    BIT    1,B
01610         JR     Z,BIT0
01620         SET    3,A
01630         SET    2,A
01640 BIT0    BIT    0,B
01650         JR     Z,OKJOS
01660         SET    1,A
01670         SET    0,A
01680 OKJOS   NOP
01710         LD     BC,(REGBC)
01720         OUT    (#F3),A
01730         LD     A,(REGA)
01740         RET
01750 SIOPRG  DEFB   #18
01760         DEFB   #04
01770         DEFB   #CC
01780         DEFB   #03
01790         DEFB   #C1
01800         DEFB   #05
01810         DEFB   #68
01820         DEFB   #01
01830         DEFB   #00
01840 REGBC   DEFW   #00
01850 REGA    DEFW   #00
```

```
00010 ; ******************
00020 ; * RUTINA  R U T L *
00030 ; *    cu S I O    *
00040 ; * viteza 9600 bds *
00050 ; *protocol XON-XOFF*
00060 ; ******************
00070 ORG   65267
00080         DI
00090 PUSH    HL
00100 PUSH    DE
00110 PUSH    BC
00120 PUSH    AF
00130 LD      A,(FLAG)
00140 CP      00
00150 CALL    Z,PROGR
00160 POP     AF:PUSH AF
00170 CP      #80
00180 JP      NC,TOKEN
00190 CALL    CAR
00200 JP      RETUR
00210 TOKEN   SUB #A5
00220         LD     DE,#95
00230         PUSH   AF
00240         CALL   #C41
00250         LD     A,#20
00260         CALL   CAR
00270 FARA20  LD     A,(DE)
00280         AND    #7F
00290         CALL   CAR
00300         LD     A,(DE)
00310         INC    DE
00320         ADD    A,A
00330         JR     NC,FARA20
00340         LD     A,#20
00350         CALL   CAR
00360         POP    AF
00370 RETUR   NOP
00380         POP    AF
00390         POP    BC
00400         POP    DE
00410         POP    HL
00420 EI
00430 RET
00440 CAR     PUSH   AF
00450         IN     A,(#FB)
00460         RRA
00470         JR     NC,LO20
00480         IN     A,(#F3)
00490         AND    #7F
00500         CP     #13
00510         JR     NZ,LO20
00520 LO10    IN     A,(#FB)
00530         RRA
00540         JR     NC,LO10
00550         IN     A,(#F3)
00560         AND    #7F
00570         CP     #11
00580         JR     NZ,LO10
00590 LO20    IN     A,(#FB)
00600         AND    #04
00610         JR     Z,LO20
00620         POP    AF
00630         OUT    (#F3),A
00640         RET
00650 PROGR   LD     A,#FF
00660         LD     (FLAG),A
00670         LD     A,#63
00680         LD     (#5CC5),A
00690         LD     A,#FE
00700         LD     (#5CC6),A
00710         LD     A,#5D
00720         OUT    (#ED),A
00730         LD     A,#01
00740         OUT    (#ED),A
00750         LD     HL,SIOPRG
00760         LD     C,#0FB
00770         LD     B,#09
00780         OTIR
00790         RET
00800 FLAG    DEFB   #00
00810 SIOPRG  DEFB   #18
00820         DEFB   #04
00830         DEFB   #CC
00840         DEFB   #03
00850         DEFB   #C1
00860         DEFB   #05
00870         DEFB   #68
00880         DEFB   #01
00890         DEFB   #00
```

```
00750         LD     (#FFFB),A
00760         CP     32
00770         JP     NZ,LOOP1
00780         RET
00790 GRAFIC  NOP
00800         CALL   TEST
00810         LD     A,13
00820         OUT    (#F3),A
00830         CALL   TEST:LD A,27
00840         OUT    (#F3),A
00850         CALL   TEST:LD  A,#4B
00860         OUT    (#F3),A
00870         CALL   TEST:LD A,0
00880         OUT    (#F3),A
00890         CALL   TEST:LD A,1
00900         OUT    (#F3),A
00910         RET
00920 TEST    IN     A,(#FB)
00930         AND    #04
00940         JR     Z,TEST
00950         RET
00960 SIOPRG  DEFB   #18
00970         DEFB   #04
00980         DEFB   #CC
00990         DEFB   #03
01000         DEFB   #C1
01010         DEFB   #05
01020         DEFB   #68
01030         DEFB   #01
01040         DEFB   #00
```

OSCILATOARE PENTRU CEASURILE ELECTRONICE

Ing. S. M. CABIAGLIA

Se ştie că precizia unui ceas electronic depinde de stabilitatea oscilatorului de bază din care se obţin fie secunde (pentru cele cu afişaj sau prevăzute cu motoraş pas cu pas), fie cei 50 sau 60 Hz (pentru cele cu motoraşe sincrone).

O precizie de un minut pe zi se consideră satisfăcătoare, iar una de o secundă bună.

Deoarece în 24 de ore avem 86 400 de secunde, sau rotund, cca 10^5 s, rezultă că pentru o precizie bună este necesară o stabilitate în jur de 10^{-5}, care se poate obţine numai cu oscilatoarele cu cristal de cuarţ; pentru o precizie mai mică, dar nederanjantă, se pot folosi oscilatoare în punte Wien realizate cu operaţionale obişnuite (βA741 sau βA709). Acestea din urmă, executate cu acurateţe şi cu piese corespunzătoare, pot da o stabilitate mai bună de ±20 s/zi, asigurînd deci o precizie net superioară frecvenţei furnizate de reţea, care poate duce la o rămînere în urmă a ceasurilor de ordinul a 20 de minute/zi şi uneori mai mult, făcînd astfel inutilizabil ceasul respectiv.

Prezentul articol se adresează deci atît posesorilor de aparate tip „Cronos" produse de „Electronica", cît şi celor care au aparate cu afişaj digital şi folosesc ca bază de timp reţeaua de 50 sau 60 Hz.

În prima parte a acestui articol se vor prezenta o serie de scheme de oscilatoare, dintre care unele sînt de un tip mai special (cele pentru frecvenţe foarte joase) şi pe care constructorul amator le va putea realiza în general cu componente produse în ţară.

Din categoria oscilatoarelor fără cristal este prezentat în figura 1 un generator sinusoidal de 50 Hz, avînd o stabilitate mai bună de o jumătate de minut pe zi.

Semnalul obţinut la ieşire este de cca $3V_{vv}$, fiind suficient pentru comanda integratului ceasului cu afişaj de orice tip (se dezlipeşte firul sau se întrerupe cablajul în zona piciorusului pe care trebuie să vină cei 50 Hz şi se aduce un fir provenind de la ieşirea oscilatorului, punctul A). Alimentarea se va realiza din transformatorul aparatului (deja existent), după schema din figura 1, singura precauţie fiind alegerea rezistenţelor ce limitează curentul prin diodele Zener de 10 ÷ 12 V la valorile prescrise de fabricant (notate cu asterisc).

Cîteva cuvinte despre componentele oscilatorului:

— rezistoarele folosite vor fi tip RPM (cu peliculă metalică), iar condensatoarele de 1 μF, nepolarizate, tip multistrat;

— termistorul poate avea valoarea de 3,3 ÷ 3,5 kΩ, avînd rolul compensării variaţiei de frecvenţă cu temperatura mediului ambiant;

— potenţiometrul semireglabil de 500 Ω este bine să fie de tip multitură (5 ÷ 10 ÷ 20 rotaţii) pentru un reglaj cît mai fin al frecvenţei, care se va face cu un periodmetru; poziţia lui corectă va fi 20 000 μs, după care se vor face retuşuri în funcţie de modul practic al mersului ceasului.

Bineînţeles, se poate folosi în acelaşi scop un βE555, destul de bine cunoscut de constructorii amatori; literatura de specialitate abundă în astfel de scheme, deci nu vom insista asupra acestui punct. Menţionăm doar că stabilitatea va fi comparabilă cu cea a montajului din figura 1.

O astfel de schemă, realizată cu piese de calitate (condensatoare de 10 nF stiroflex sau policarbonat şi rezistoare cu peliculă metalică) asigură o precizie de ±15 s pe zi, dacă temperatura ambiantă nu are variaţii mai mari de ±5°C.

O precizie mult mai bună se poate obţine folosind oscilatoare cu cristal prevăzute sau nu cu termostat.

Astfel, în continuare vor fi prezentate o serie de scheme de oscilatoare cu cristal speciale pentru frecvenţe joase şi foarte joase, mai puţin cunoscute de marea masă a amatorilor de construcţii electronice (şi nu numai de aceştia!), rămînînd ca fiecare să-şi aleagă schema care corespunde cel mai bine necesităţilor (şi posibilităţilor materiale) ale fiecăruia.

Menţionăm că oscilatoarele propuse se pot folosi şi în frecvenţmetrele electronice, calibratoarele pentru joasă şi foarte joasă frecvenţă etc., făcîndu-le astfel interesante pentru un cerc mai larg de cititori ai revistei.

În figura 3 este prezentată schema unui oscilator cu cristale de joasă frecvenţă (0,5 ÷ 100 kHz).

Cîte ceva despre particularităţile schemei; se ştie că rezistenţa dinamică a unui cristal variază între 1 kΩ (pentru cele de 1 MHz) şi 100 kΩ (pentru cele de 3 ÷ 4 kHz) şi are o mare dispersie de la tip la tip, chiar şi pentru cele provenind din acelaşi lot de fabricaţie. Trebuie precizat şi faptul că stabilitatea oscilatoarelor cu cristal depinde de puterea disipată de acestea, care nu trebuie să depăşească 0,1 mW pentru cele de 3 ÷ 50 kHz şi 2 mW pentru cele de 50 ÷ 1 000 kHz.

De aceea, cristalele trebuie conectate la circuite avînd o impedanţă de intrare cît mai mare (deci folosirea FET-urilor, MOSFET-urilor sau circuitelor logice CMOS); astfel, în afară de asigurarea unei stabilităţi mai bune, se rezolvă şi problema atît de delicată a parazitării aparaturii electronice din jurul ceasului respectiv (se ştie, de exemplu, că folosirea unui oscilator cu cristal realizat cu TTL-uri într-un ceas care stă lîngă un receptor de trafic face imposibilă orice audiţie rezonabilă, ca să nu mai vorbim de televizoare).

Reglajul este simplu şi constă în obţinerea jumătăţii tensiunii de alimentare în colectorul lui BC179C (cu ajutorul semireglabilului de 4,7 kΩ) şi alegerea capacităţii Cx astfel încît cu ajutorul trimerului de 60 pF să se poată trece prin valoarea frecvenţei fundamentale a cristalului (reglaj de ±1/1 000).

Cîteodată, cînd capacitatea parazită a cuarţului este prea mare, pentru facilitarea intrării în oscilaţie este necesară micşorarea valorii rezistenţei de 100 kΩ cu cca 10 ÷ 20%.

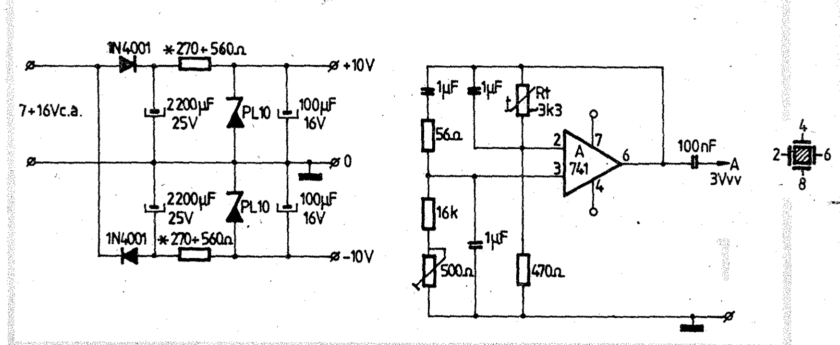
Precizăm că pentru folosirea oscilatorului cu integrate tip TTL, alimentarea va fi de 5 V, urmînd ca punctul A să se lege direct de primul divizor (de exemplu CDB490, CDB492 sau CDB493), tranzistorul T_3 jucînd rol de interfaţă TTL.

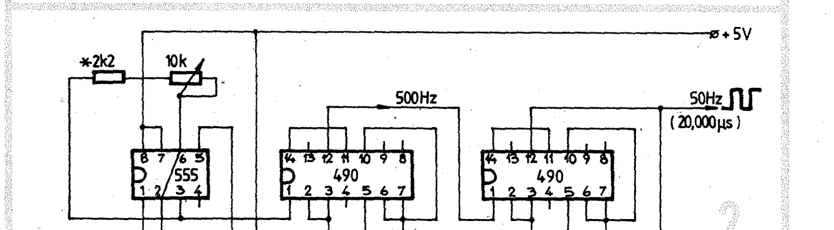
Sub forma descrisă, autorul a folosit acest tip de oscilator cu un cristal provenind de la un ceas de mînă ($Q = 32\,768$ Hz $= 2^{15}$ Hz), stabilitatea fiind excelentă (mai bună de 5 s/lună). Pentru cei care vor să „scoată" totul de la acest tip de oscilator se recomandă folosirea unei capacităţi Cx în serie cu cristalul, care să aibă un coeficient de temperatură negativ, astfel încît să se realizeze o oarecare compensare a deviaţiei de frecvenţă a cristalului (TXO). Ideal ar fi să găsim un condensator care să aibă coeficientul de temperatură egal şi de semn contrar cu cel al cristalului; totuşi „înarmaţi" cu un uscător de păr, putem încerca mai multe condensatoare în scopul obţinerii unei cît mai bune compensări (evident, în tot acest timp măsurînd frecvenţa cu un frecvenţmetru digital sau comparînd-o cu un etalon primar).

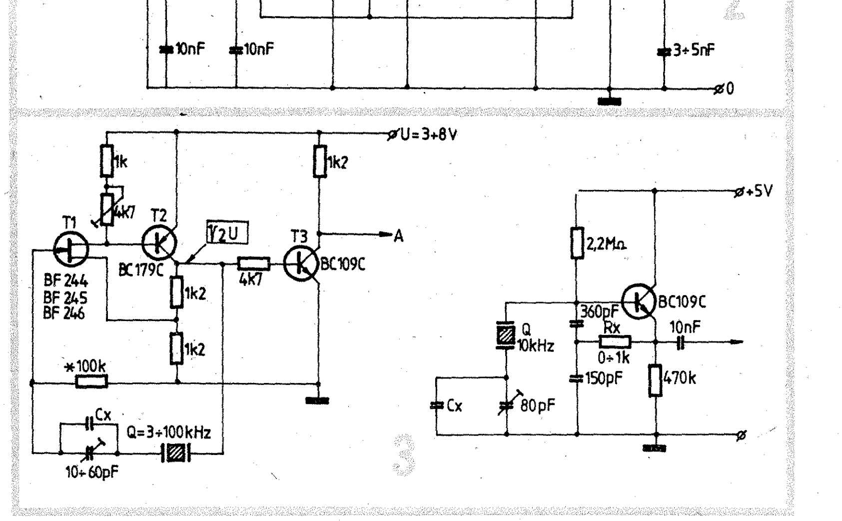
În continuare se dau alte cîteva scheme de oscilatoare cu cristal, realizate însă cu tranzistoare.

Referitor la schemele din figurile 4—10, singurele elemente de reglaj sînt semivariabilele de 60 ÷ 80 pF pentru potrivirea exactă a frecvenţei şi alegerea capacităţilor din paralel cu acestea; la schemele prezentate în figurile 8 şi 9, cristalele trebuie atent ecranate, dată fiind impedanţa mare de intrare a montajelor.

O interfaţă foarte simplă pentru TTL-uri este prezentată în figura 8 (desigur, nu unica posibilă) şi se poate folosi cu succes cu oricare altă schemă de oscilator prezentată (ce se alimentează la 5 V). În sfîrşit, în figura 11 sînt prezentate modurile de conectare a picioruşelor cristalelor de foarte joasă frecvenţă (500 Hz — 16 000 Hz) pentru trei din cazurile cel mai des întîlnite: soclu octal (de exemplu cristalele sovietice ce se foloseau prin anii '60 în centralele telefonice cu curenţi purtători), septal (de exemplu cele produse de firmele Marconi Instruments-Anglia, Quartz Electronique-Franţa etc.) şi







nonal.

În continuarea articolului sînt prezentate și trei scheme de oscilatoare mai ciudate, de tip cu reacție mecano-electrică, realizate cu diapazon (figurile 12—14).

La oscilatoarele cu diapazon prezentate, autoîntreținerea oscilațiilor se realizează pe cale electronică. Pentru a înțelege modul lor de funcționare să ne fixăm atenția, de exemplu, asupra schemei din figura 13: vibrația (mecanică) a brațului din stînga modifică întrefierul magnet-diapazon și astfel se induce în bobina stîngă o tensiune alternativă (a cărei frecvență este egală cu cea a diapazonului), amplificată de tranzistor, tensiune ce se regăsește în colector, unde este montată bobina cealaltă (acordată cu Cx pe frecvența diapazonului folosit), care acționează asupra brațului drept al diapazonului prin cîmpul electromagnetic creat și astfel apare o autooscilație întreținută.

Cuplajul mecanic între cele două brațe ale unui diapazon este foarte slab și putem considera că acesta se comportă ca un filtru mecanic de foarte mare selectivitate (avînd un factor de calitate comparabil cu al cristalelor din prima generație), ceea ce are drept rezultat o amortizare foarte mică a oscilațiilor și o stabilitate de cca 10^{-5}.

Bobinele pentru excitația diapazonului provin de la o pereche de căști avînd impedanța de 1 ÷ 2 kΩ și sînt montate pe colțare care permit reglarea întrefierului magnet bobine-brațe diapazon în limitele 0,2 ÷ 0,9 mm.

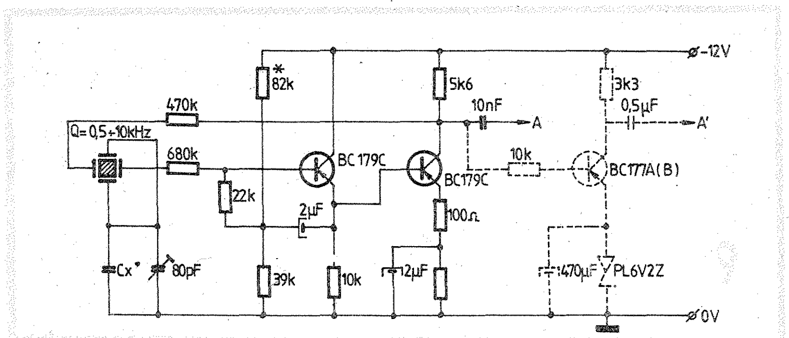
Stabilitatea oscilatoarelor cu diapazon depinde de temperatura ambiantă, presiunea atmosferică, îmbătrînirea oțelului, variația tensiunii de alimentare etc.

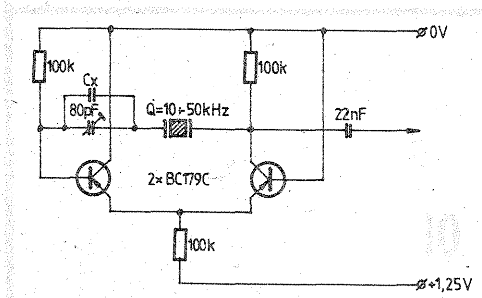
Cele mai bune oscilatoare cu diapazon sînt cele avînd frecvența de 500 ÷ 2 000 Hz (cu toate că se produc diapazoane în gama 50 Hz ÷ 20 kHz) și realizate din elinvar (un oțel special ale cărui coeficient de dilatare și variație a modulului de elasticitate E cu temperatura sînt neglijabile) și care au o formă specială, atent studiată, mai ales în ceea ce privește sistemul de prindere. Desigur, se pot folosi cu rezultate mulțumitoare și diapazoane muzicale (La = 440 Hz) fie ca atare, fie „scurtate" pentru a se obține exact 500 Hz.

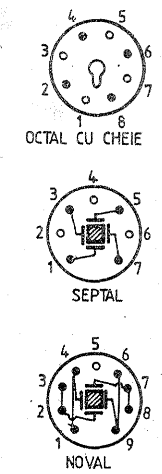
Polizarea se va efectua cu mare atenție deoarece o dată ce se trece peste frecvența dorită, nu se mai poate face nimic; de aceea se recomandă ca o dată ce ne apropiem de frecvența necesară să se îndesească măsurătorile.

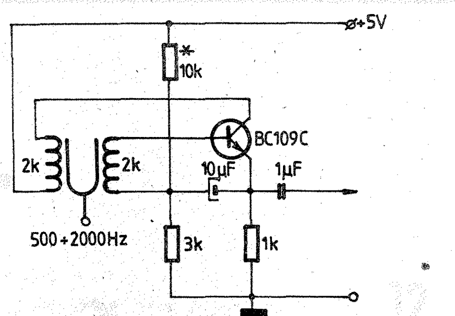
Mici retușuri ale frecvenței de oscilație se pot obține prin modificarea valorii lui Cx (fig.13).

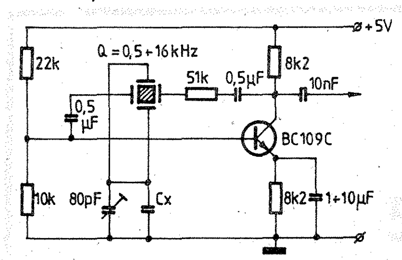
Pentru o cît mai bună stabilitate, se recomandă un nivel de reacție cît mai scăzut (alegînd rezistența din emitor cît mai mare posibil), cînd încă avem o amorsare sigură a oscilațiilor. Într-unul din numerele viitoare vom prezenta cîteva scheme practice de montaje cu ajutorul cărora putem transforma fie un ceas cu afișaj digital (destinat frecvenței rețelei de 50 Hz sau 60 Hz), fie unul cu motoraș sincron (tot cu 50 Hz sau 60 Hz) într-un ceas de precizie net superioară.

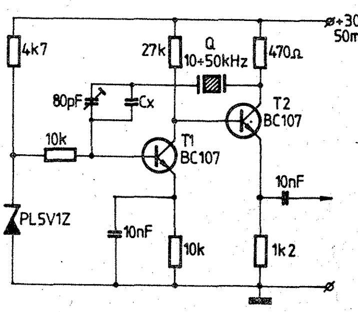


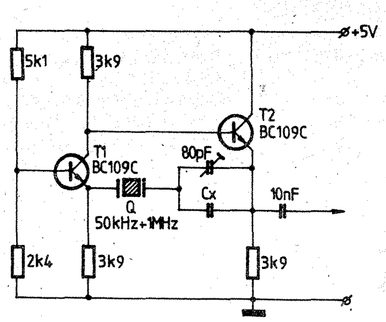


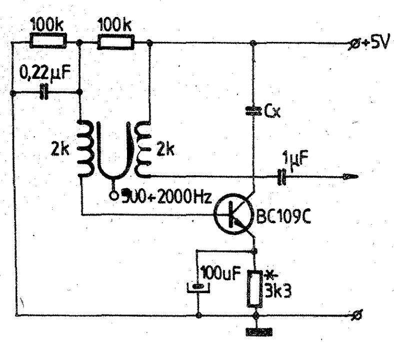


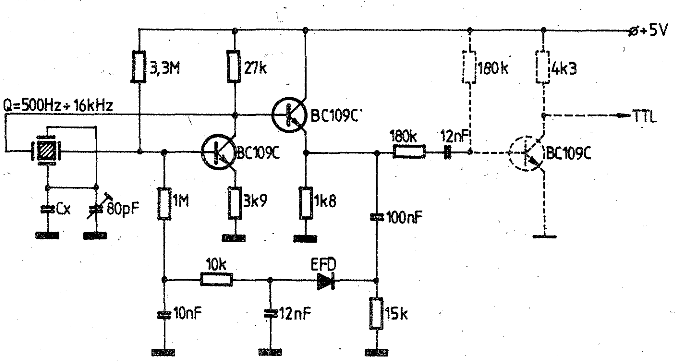


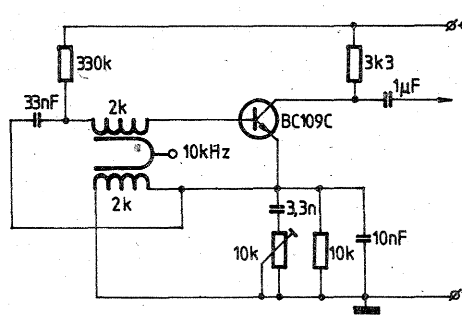












SIMPOZION TOPLEȚ, EDIȚIA A III-A

Preocuparea pentru educația tehnică a copiilor este materializată la Topleț (jud. Caraș-Severin) prin activitatea susținută a Cercului de informatică și electronică. Condus cu entuziasm și competență de domnul Ștefan Golopența, acest cerc reunește acum peste 60 de copii ai salariaților Întreprinderii Mecanice din Topleț, întreprindere ce a contribuit decisiv la buna dotare a cercului prin achiziționarea de calculatoare, monitoare, aparatură de măsură și control, componente electronice.

Pentru a susține această activitate, reprezentanții redacției „Tehnium" s-au întîlnit cu membrii cercului de informatică și electronică și au organizat un concurs de testare a cunoștințelor în cadrul căruia s-au distins: Petru Vițel, Guliga Daniel și Novăceanu Petre (la electronică), precum și Viericiu Cristian, Viericiu Cosmin, Atanasescu Marius, Ianculescu Marius și Covăsală Mariana (la informatică).

Cu acest prilej, din partea redacției „Tehnium" au fost oferite diplome și premii ce au constat în aparate și componente electronice, utile pentru montajele pasionaților constructori amatori din Topleț.

Desfășurarea Simpozionului tehnico-informativ organizat de cercul din Topleț, aflat la a 3-a ediție, a cuprins o nouă întîlnire a membrilor redacției „Tehnium" cu copii din Orșova, Băile Herculane și Caransebeș.

Autenticul capital de pasiune și dăruire, circumscris activității Cercului de informatică și electronică din Topleț, este și poate fi valorificat în viitor prin stagii de instruire, îmbogățirea bazei materiale, contacte cu cercuri similare din țară și străinătate.

Prilej de bucurie pentru redacția noastră, activitatea susținută a micilor constructori amatori din Topleț poate fi oricînd un exemplu demn de urmat. (C.S.)

ȚURLEA ȘERBAN — Oradea

GD 743

Grid-dip-ul GD743 nu are o schemă complicată, utilizînd un tranzistor cu efect de cîmp și două tranzistoare bipolare din seria BC (exemplu BC107, BC170 etc.). Tranzistorul cu efect de cîmp este 2N4416, dar puteți încerca să-l înlocuiți cu BF245.

Gamele de frecvențe sînt: 300 kHz—600 kHz; 600 kHz—2 MHz; 2 MHz—6 MHz; 6 MHz—20 MHz; 20 MHz—60 MHz și 60 MHz—200 MHz. Aceste acoperiri sînt date de constructor.

Oscilatorul de joasă frecvență (T2) generează un semnal de 800 Hz care la ieșire poate avea o amplitudine maximă de 5 V.

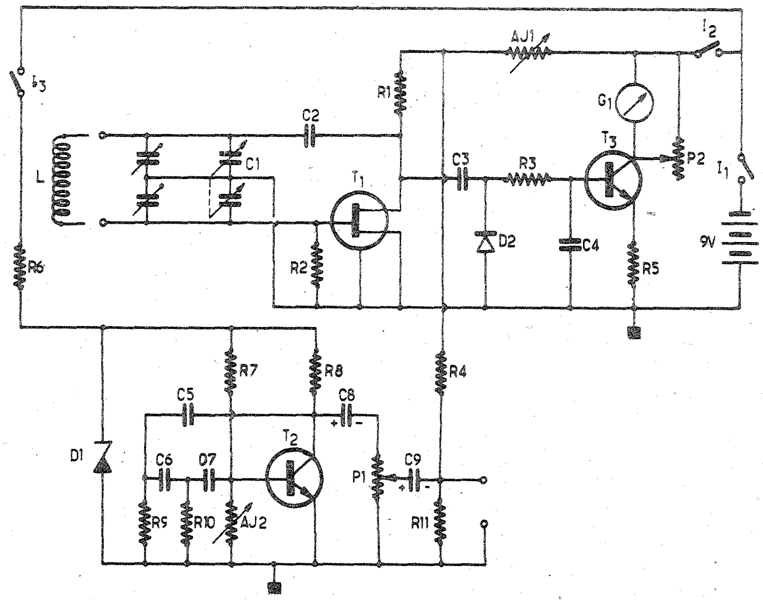
Sensibilitatea instrumentului de măsură este 100 μA. Dioda D1 este tip PL6V2Z, iar D2 este EFD108. Consumul general de curent nu depășește 20 mA. Dacă nu aveți toate bobinele, confecționați unele, dar după etalonare trebuie să refaceți scala.

R_1 : 560 Ω
R_2 : 1 MΩ
R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 1,5 kΩ
R_5 : 1,5 kΩ
R_6 : 220 Ω
R_7 : 33 kΩ
R_8 : 220 Ω
R_9 : 1,5 kΩ
R_{10} : 1,5 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
A_j1 : 5 kΩ
A_j2 : 5 kΩ
P_1 : 5 kΩ
P_2 : 5 kΩ

C_1 : 2 x 200 pF
C_2 : 56 pF
C_3 : 270 pF
C_4 : 180 pF
C_5 : 0,1 μF
C_6 : 0,1 μF
C_7 : 0,1 μF
C_8 : 22 μF
C_9 : 22 μF

T_1 : 2N4416
T_2 : BC 108
T_3 : BC 108

D_1 : Z 6,2
D_2 : SFD 104



COȚOFANĂ LICĂ — Galați

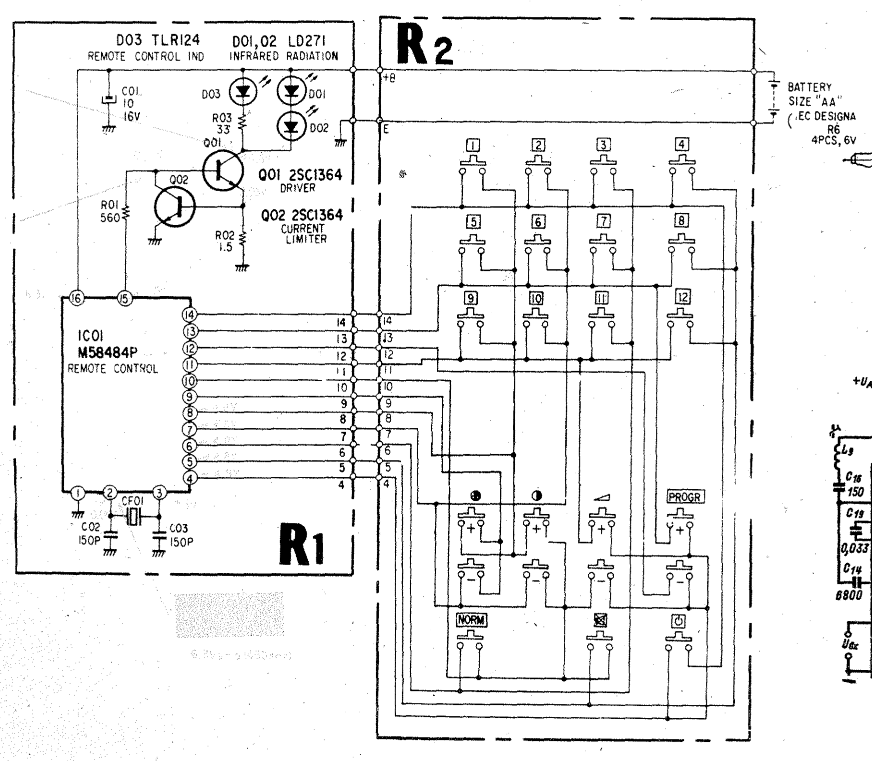
„SONY KV 2032"

Sistemul de telecomandă cu infraroșii de la televizorul color KV 2032 utilizează, după cum se vede în schema alăturată, un circuit integrat de tipul M58484P.

Cuarțul montat între terminalele 2 și 3 oscilează pe frecvența de 480 kHz.

Va trebui să verificați la terminalul 2 dacă există frecvența de 480 kHz și amplitudinea semnalului de 6,3 V vîrf la vîrf. Oricum, diodele emițătoare (sau una din ele) trebuie verificate (operație simplă). Verificați în primul rînd dacă se face alimentarea cu energie electrică. Bateriile nu se țin pînă curge din ele lichid.

Circuitul M58484P nu poate fi înlocuit fiindcă nu are echivalent. Controlați și starea receptorului.

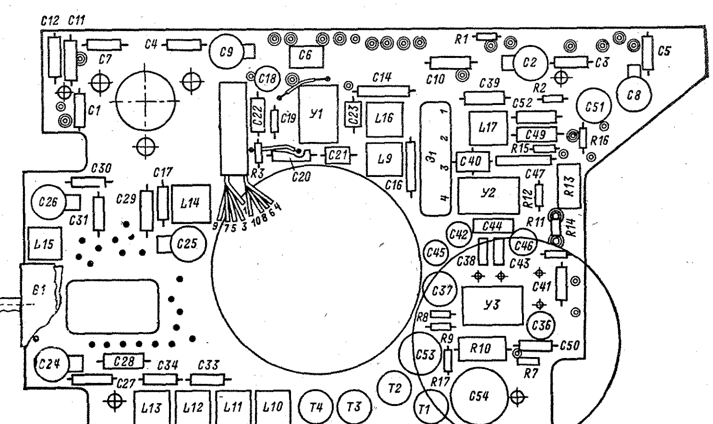


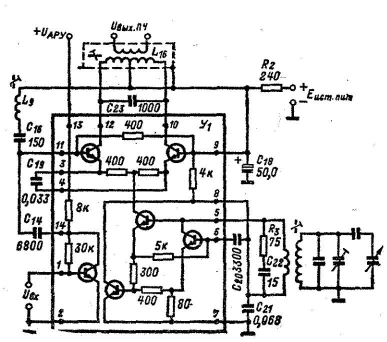
SAVCIUC SERGHEI — Suceava

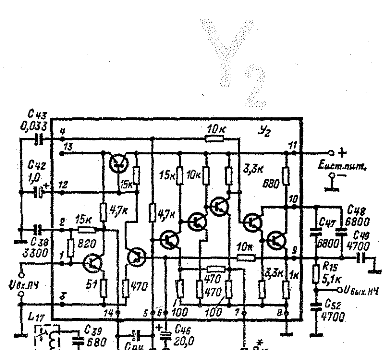
„UCRAINA 201"

Radioreceptorul „Ucraina 201" are în schema electrică de principiu cîteva blocuri funcționale a căror componentă intrinsecă este mai puțin cunoscută. Astfel, blocul Y1 rezolvă toate sarcinile mixerului autooscilator, iar blocul Y2 cele ale etajelor de frecvență intermediară.

Publicăm schemele electrice ale acestor blocuri și dispunerea pieselor pe placa de cablaj a acestui receptor.





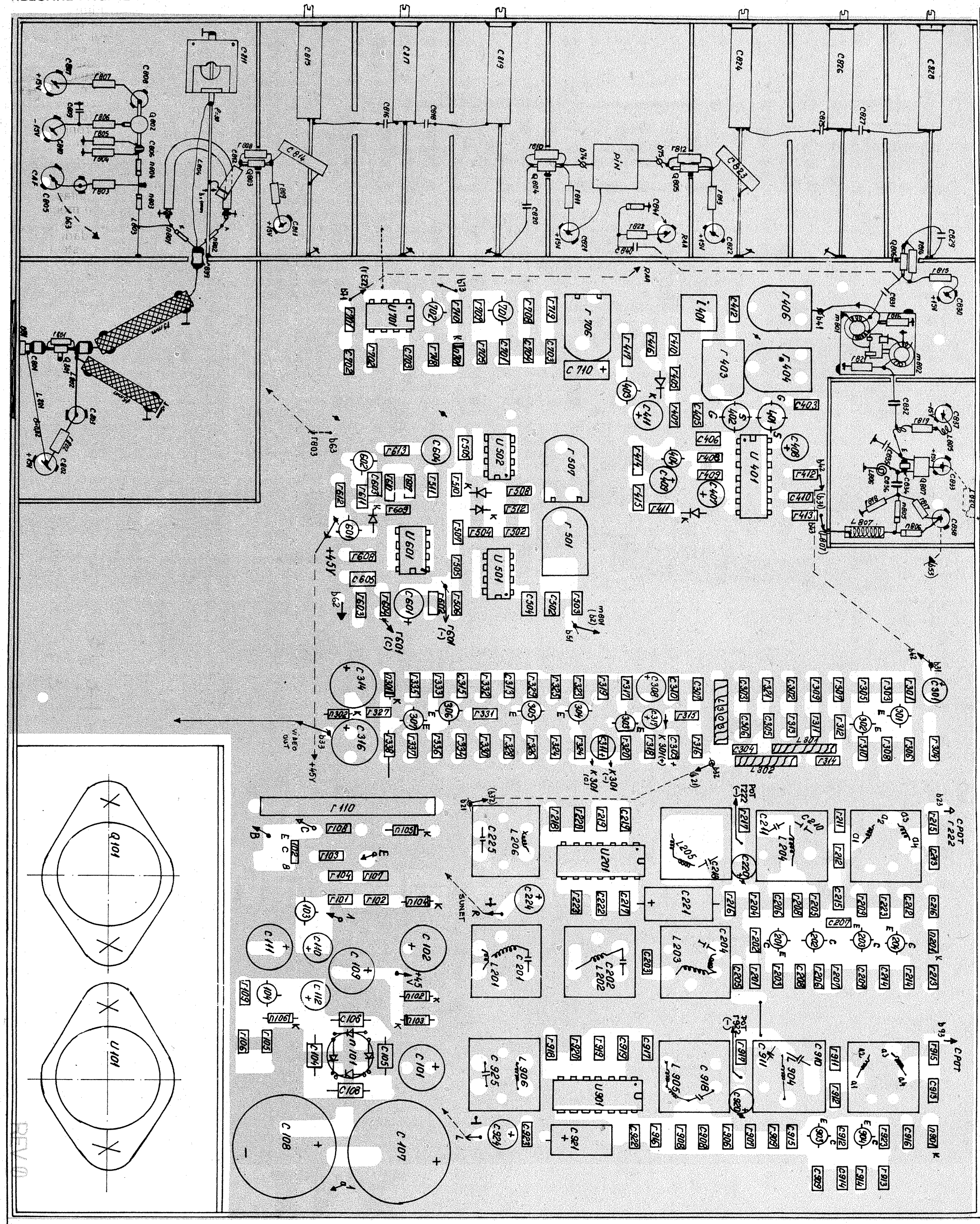


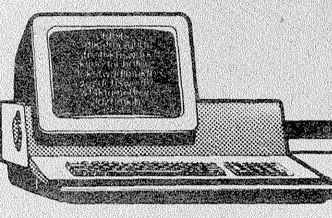
TV-DX

RECEPȚIA ÎN BANDA SHF

Dr. fiz. DRAGOȘ FĂLIE

RELUARE PAG. 12 DIN NR. 12/1989





INFORMATICĂ

INIȚIERE ÎN PROGRAMARE

STELIAN NICULESCU, CRISTIAN ARTEMI,
MIRCEA BĂRBULESCU,
MARIA CRISTINA NICULESCU

(URMARE DIN. NR. TRECUT)

Se știe că orice limbaj constituie un mijloc de comunicare între două entități: transmițătorul, care generează mesaje cu o anumită formă de reprezentare, și receptorul, care recunoaște regulile de organizare și semnificația acestor reprezentări. Cele două entități au stat de fapt la baza modelului de comunicare stabilit de Shannon în dezvoltarea teoriei matematice a comunicației, model preluat ulterior în vederea dezvoltării teoriei limbajelor naturale.

— Da, și fiecare din entitățile implicate de un limbaj (ca mijloc de comunicare) utilizează o formă particulară de reprimire, receptorul trebuie să le poată asocia acestora semnificații.

Recepționarea unei informații conduce așadar la efectuarea unei succesiuni de operații la nivelul receptorului și numai cînd aceste operații s-au derulat complet se poate afirma că receptorul „a înțeles" informația de la transmițător.

— Există o clasificare a limbajelor?

— Da, limbajele sînt de două tipuri: limbaje naturale și limbaje artificiale.

Cele naturale s-au constituit spontan de-a lungul timpului, în procesul conlucrării membrilor societății. Studiul unor astfel de limbaje are în vedere mecanismele mentale care permit transmițătorilor și receptorilor umani să genereze și să înțeleagă o clasă potențială infinită de fraze, după ce au întîlnit și au învățat doar un subset finit și destul de redus din totalitatea frazelor posibile ale limbajului. Spre deosebire de limbajele naturale, cele artificiale au fost și sînt create în mod deliberat pentru comunicare într-un domeniu particular de activitate. Ele sînt limbaje simbolice, deoarece utilizează simboluri pentru reprezentarea informației și reguli pentru obținerea de combinații inteligibile ale acestora.

— Limbajul de programare este, așadar, un limbaj artificial simbolic, utilizat în procesul de comunicare om-sistem de calcul. El reprezintă mijlocul prin care este realizată transmiterea programelor de prelucrare de la utilizator la calculatorul electronic. Privite din această perspectivă fundamentală, toate creațiile și dezvoltările din domeniul limbajelor de programare au avut și au ca scop esențial realizarea cît mai naturală și mai eficientă a acestei comunicări?

— Da, și unul dintre cele mai importante aspecte calitative ale unui limbaj de programare este puterea sa expresivă.

Acesta are în vedere o triplă interacțiune: între limbajul însuși, forma de gîndire și domeniul de aplicație al limbajului. În cazul limbajelor naturale, efectul limbajului asupra gîndirii este foarte greu de distins de efectul gîndirii asupra limbajului. La limbajele artificiale acest lucru este diferit. Mai întîi, un limbaj de programare a reprezentat prin tradiție o entitate relativ statică, care nu se modifică ori de cîte ori un programator descoperă un nou concept de programare (un limbaj natural se adaptează practic instantaneu prin introducerea unui nou cuvînt). În al doilea rînd, clasa de utilizatori ai limbajului de programare este mult mai largă decît clasa proiectanților acestuia (un programator are mai puțină influență asupra limbajului de programare pe care îl utilizează decît are un vorbitor asupra limbajului natural vorbit în colectivitatea în care trăiește).

— Cînd au apărut limbajele artificiale?

— Primele limbaje de programare au apărut practic simultan cu primele calculatoare (1946). Calculatorul electronic are limbajul său propriu, numit limbaj mașină. Inițial, omul a comunicat cu sistemul de calcul în acest limbaj, din care cauză procesul de programare a fost dificil și accesibil doar unei categorii restrînse de utilizatori. Pentru micșorarea efortului uman (cel mai costisitor în ultimă instanță) și pentru creșterea flexibilității și accesibilității în comunicarea om-mașină, au fost create limbaje de programare simbolice, de nivel înalt. Deoarece aceleași informații apar reprezentate diferit (pentru om și, respectiv, pentru mașină) este necesară trecerea de la forma de reprezentare proprie utilizatorului la forma codificată în limbajul mașinii, singurul accesibil ei. Acest proces este cunoscut sub denumirea de translatare sau traducere, proces existent de altfel și în legătură cu limbajele naturale. Aplicarea pe o scară tot mai largă a prelucrării electronice a datelor nu ar fi fost de conceput fără existența unor limbaje de programare. Acestea au făcut posibilă antrenarea de specialiști (din domenii și de formații variate) în activitatea de pregătire de programe pentru sisteme de calcul, ceea ce, de fapt, a însemnat pătrunderea treptată a utilizării tehnicii de calcul în diferite domenii ale vieții economico-sociale.

Programul de prelucrare devine astăzi o unealtă informațională, la fel de utilă pentru societatea umană ca și produsul fizic.

— Ce sînt acelea limbaje procedurale?

— Un program de prelucrare scris într-un limbaj de programare este, în ultimă instanță, o reprezentare concretă a unei entități abstracte, numită algoritm. Din acest motiv limbajele de programare au fost considerate limbaje algoritmice sau procedurale. Într-un astfel de limbaj se prescriu mașinii o serie de pași detaliați pentru a acționa într-o ordine strictă, în vederea obținerii unui anumit rezultat. Algoritmul reprezintă tocmai această succesiune determinată de reguli precise care au ca obiectiv soluționarea problemelor dintr-o anumită clasă, după un număr finit de parcurgeri ale regulilor (vom mai reveni asupra no-

CALCULATORUL ELECTRONIC ÎNTRE DOUĂ GENERAȚII

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Desigur că nu dorim să simplificăm lucrurile sau să lăsăm impresia că un microcalculator — respectiv un microprocesor — este ceva extrem de simplu. De la apariția microprocesoarelor — acum aproape 20 de ani — acestea au devenit tot mai complexe, păstrînd însă, principial, circuitele și structura internă la care ne-am referit pînă acum. Pe lîngă blocurile funcționale amintite, unitatea centrală mai conține așa-numitele indicatoare de condiții (fanioane-flags) cu trei semnificații aparte: transport/împrumut, zero, detecția semnului, precum și alți biți de condiții particulare proprii anumitor tipuri de microprocesoare.

Un loc aparte în funcționarea unui microprocesor îl ocupă ceasul și sincronizarea, care dau viteza de lucru, parametru esențial în funcționarea unui microcalculator. Frecvența de ceas (tactul) ne dă, de multe ori, doar o idee aproximativă asupra vitezei de lucru, viteză ce depinde de numeroși alți factori:

— numărul de perioade de ceas necesare pentru executarea unei anumite operații;

— „puterea" instrucțiunilor microprocesorului;

— rapiditatea cu care microprocesorul este capabil să asigure schimburile cu exteriorul, de a prelucra informațiile noi sau de a furniza datele și rezultatele spre un suport extern;

— modurile în care microprocesorul adresează celelalte circuite din configurație, precum și timpul de acces; în acest sens, microprocesoarele moderne au cîștigat foarte mult din rapiditatea de acces, existînd chiar un fel de decalaj tehnologic între acestea și memoriile externe (RAM și ROM), care nu au aceeași viteză de lucru;

— calitatea programului de executat este, de asemenea, un factor esențial de care depinde în mare măsură viteza de lucru a microprocesorului.

După cum se vede, factorii de luat în considerare sînt multipli. Există, în acest sens, programe de test care analizează, între altele, și viteza de lucru a microprocesoarelor, atît cea teoretică (maximă, la care ar trebui să lucreze microprocesorul și deci calculatorul respectiv), cît și cea practică, concretă, inferioară de obicei celei teoretice, și care depinde, după cum am văzut, de foarte mulți factori. Deci trebuie să facem precizarea că puterea de lucru a unui microprocesor se referă la numărul de instrucțiuni pe care le poate trata într-o secundă. Aceste cifre ating valori aproape incredibile pentru microcalculatoarele prezentului: microprocesorul I 80386 (Intel) are o viteză de 4 MIPS (megainstrucțiuni pe secundă) și are un spațiu potențial de adrese de 4 Gbytes; microcalculatoarele bazate pe Motorola 68020 și 68030 (mai ales ale firmei Apple) funcționează cu o viteză teoretică de 8 MIPS și, pentru că, într-un anumit sens, dezvoltările software sînt încă destul de în urmă față de dezvoltările hardware, specialiștii numesc acesta cu un termen foare sugestiv: „technological overkill", ceea ce înseamnă, într-o traducere aproximativă, „suprasaturare tehnologică". Se așteaptă foarte mult pentru viitorul deceniu de la calculatoarele optice al căror prototip are deja o capacitate de memorie pe cm^2 de 1 Gbyte! Microprocesoarele „uzuale" sînt în prezent pe 32 biți, existînd deja micro pe 64 de biți, adevărate calculatoare pe o singură pastilă de siliciu.

În cadrul unui microcalculator, unitatea centrală de procesare (CPU = Central Processing Unit) este legată de „lumea exterioară" prin circuite specifice (intrări/ieșiri) care îi asigură un dialog continuu în sensul schimbului de date și informații. În total, un microcalculator are trei tipuri majore de legături cu exteriorul:

a) dialogul om-mașină, concept foarte controversat în prezent, care poate fi privit din două puncte de vedere: hard și soft; primul se referă la echipamentele periferice de introducere sau de vizualizare a datelor: videoterminale, tastaturi, mici dispozitive de introducere a datelor (mouse, tabletă grafică, light pen= creion optic și multe, multe altele); cel de-al doilea se referă la programe „prietenoase", cu facilități diverse, care au fost concepute special pentru nespecialiști, aceasta deoarece informatica este în prezent o disciplină care se dezvoltă mai ales prin aplicațiile în toate domeniile;

b) dialogul mașină-convertoare analog/digitale (sau digital/analogice) pentru procesele industriale în care calculatoarele sînt tot mai implicate pentru comanda, acționarea, analizarea în timp real a fluxurilor tehnologice;

c) dialogul calculatorului cu memoriile externe, de masă, care includ discuri dure, discuri Winchester, floppy-discuri, benzi magnetice etc., care, de asemenea, au atins va-

ţiunii de algoritm). În loc de a se preciza algoritmul de rezolvare a unei probleme este de dorit, din partea utilizatorului, să poată furniza doar o „prescripţie" de soluţionare a problemei sale, fără necesitatea detaliilor algoritmice tradiţionale. Această manieră de utilizare ar reprezenta saltul de la a-i comunica maşinii „cum să facă", la a-i preciza „ce anume se doreşte". Această evoluţie în favoarea utilizatorului este încercată de aşa-numitele limbaje de nivel foarte înalt* sau neprocedurale. Cu toată această creştere a flexibilităţii de utilizare a calculatoarelor, astfel de limbaje nu sînt lipsite total de elemente procedurale, iar încercările de a le defini utilizează caracteristicile lor în raport cu limbajele procedurale. Am putea spune că fiecare limbaj de programare reprezintă din punct de vedere conceptual o reflectare a modelului de bază al sistemului de calcul care execută în final programele sale. Limbajele curente reprezintă în acest sens versiuni complexe, de nivel înalt, ale modelului clasic de calculator stabilit de von Neumann. Deşi condiţiile care au condus la acest model s-au schimbat radical, se identifică încă noţiunea de calculator cu acest concept vechi, ceea ce în domeniul limbajelor a însemnat perpetuarea unui singur tip de limbaj de programare, acela bazat pe modelul lui von Neumann. Mai toate limbajele uzuale, aparent destul de diferite între ele, au ca principiu esenţial pe cel impus de calculator de tip von Neumann.

— Există, prin urmare, un stil de programare?

— Cercetări numeroase au avut şi au în vedere preocupări privind schimbarea stilului de programare şi implicit a limbajului convenţional printr-un stil şi, respectiv, un limbaj funcţional. Orice prelucrare va fi exprimată ca o evaluare de funcţie, valoarea funcţiei fiind complet determinată de valorile parametrilor săi.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

SURSĂ ÎN COMUTAŢIE pentru alimentarea calculatoarelor personale

Ing. VALENTIN IORTOMAN, Bucureşti

Stabilizatoarele cu element regulator serie (ERS) menţin tensiunea de ieşire la un nivel prestabilit prin acţiunea continuă asupra valorii rezistenţei ERS (în mod uzual un tranzistor bipolar). Acest procedeu, reclamat de variaţia sarcinii, determină în mod permanent o pierdere de putere (P=U×I), avînd, de obicei, un randament mai mic de 45%.

Avînd în vedere faptul că pentru aplicaţii cu circuite integrate digitale un riplu de 100—200 mV este satisfăcător, se poate sacrifica factorul de stabilizare (excelent în cazul stabilizatoarelor ERS) în avantajul unui randament de 70—80%, cu implicaţii considerabile în reducerea gabaritului, utilizînd un stabilizator în comutaţie.

Principiul de funcţionare este clar dacă se asimilează grupul LC din figura 1 cu un rezervor de energie. Impedanţa de sarcină ZL consumă energie din acest rezervor pe durata deconectării sursei de tensiune nestabilizată. Cînd rezervele scad sub un prag prestabilit, blocul de control acţionează comutatorul electronic K şi filtrul reface disponibilul de energie. Închiderea comutatorului determină un curent cu sensul din figură şi o cădere de tensiune pe bobina corespunzătoare. La deschiderea comutatorului se vor menţine sensul curentului prin bobină, impedanţa de sarcină şi, în consecinţă, se va schimba semnul tensiunii Ub, deci se va polariza direct dioda D1, care va intra în conducţie, închizînd calea de curent prin L, ZL şi D1.

Comutatorul electronic este construit cu Q1, tranzistor de comutaţie ale cărui caracteristici determină esenţial randamentul de funcţionare. Puterea disipată depinde de durata comutării, iar acest timp este determinat de posibilitatea evacuării sarcinii stocate în joncţiunile tranzistorului. În consecinţă, puterea disipată de Q1 într-un interval de timp depinde de numărul de comutări din acel interval, deci de frecvenţa de comutare. Această frecvenţă se obţine cu astabilul Q3, Q4 şi este aleasă de minimum 20 kHz pentru ca oscilaţia mecanică apărută la îmbinarea pieselor din ferită să fie ultrasonoră.

Stabilizatorul integrat βA723 conţine sub aspect funcţional un amplificator de eroare şi o sursă de tensiune de referinţă. Eroarea absolută, adică diferenţa dintre tensiunea de ieşire reală şi cea dorită, este amplificată aşa încît tensiunea pe pinul 11 creşte sau scade în scopul minimizării acestei erori. Condensatorul C1 integrează pulsurile dreptunghiulare, intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare fiind atacată cu un semnal triunghiular cu amplitudinea de cca 40 mV, suprapus tensiunii obţinute cu divizorul R5, SR, R6 din tensiunea de referinţă. Intrarea inversoare a amplificatorului de eroare urmăreşte variaţia tensiunii la bornele sarcinii. Figura 2 ilustrează graficele tensiunilor pe cele două intrări, pe terminalul VC şi în funcţie de punctele de intersecţie, semnalul de comandă a comutatorului va avea un anumit factor de umplere. Semireglabilul SR stabileşte potenţialul la IN+, valoare ce se va regăsi la IN— datorită reacţiei negative, deci SR reglează tensiunea de ieşire.

Posibilităţile de protejare a circuitului alimentat sînt asigurate de rezistenţa Rsc (un curent de 3 A polarizează tranzistorul intern de protecţie, care limitează comanda de deschidere a comutatorului Q2, Q1 pentru o valoare maximă de curent), circuitul de protecţie la scurtcircuit împreună cu circuitul de pornire compus din tranzistoarele Q5, Q6, Q7 şi circuitul de protecţie la supratensiune (tiristorul TR1). Tranzistoarele Q5, Q6 realizează calea de scurgere pentru curentul de polarizare a etajului final din βA723C, determinînd blocarea forţată a grupului Q1, Q2. La pornire, Q7 intră în saturaţie un timp determinat de C15, R14, R15 şi asigură blocarea Q6, prevenind acţiunea protecţiei (pentru sarcini capacitive care necesită curenţi mari de încărcare, protecţia la scurtcircuit poate acţiona chiar la pornire). Tiristorul, în schemă de tip crowbar, va izola circuitul alimentat de sursă prin arderea siguranţei SIG 1 atunci cînd tensiunea de ieşire depăşeşte accidental valoarea de 5,6 V şi celelalte protecţii au devenit inoperante.

Detalii constructive:

— radiatorul de care se va fixa Q1 va avea o suprafaţă de minimum 250 cm²;

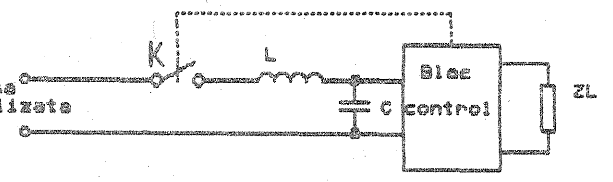
— bobina tip O+M cu diametrul exterior de 32 mm se bobinează cu sîrmă de CuEm, Ø = 1 mm, pînă la completarea mosorului;

— C6 se poziţionează exact pe terminalele CI—βA723.

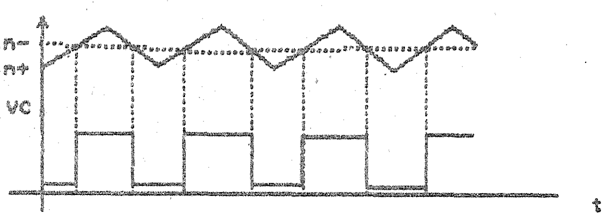
Sursa nestabilizată se realizează cu un transformator pentru 36 W, 12 Vca, o punte redresoare de 10 A şi un condensator electrolitic de 2 200 μF/25 V.

Pentru obţinerea unei tensiuni de +12 V la un curent relativ mic (cerut de aplicaţiile de tipul amintit) este foarte comodă utilizarea stabilizatorului integrat LM7812. Sursa de —5 V cu stabilizator de tip parametric obţine tensiunea negativă printr-un artificiu (C11, D2, D3, C10) pe care autorul acestui articol îl lasă spre dezlegare cititorului.

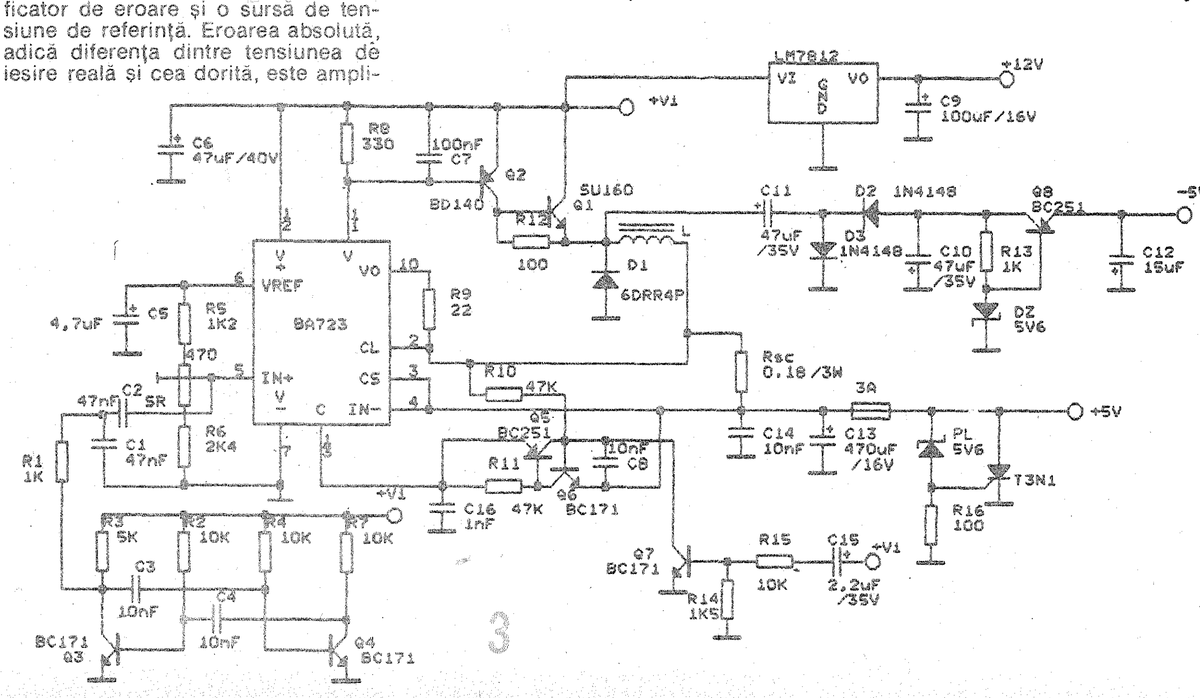
1



2



3



lori tot mai ridicate. De pildă, un disc flexibil (floppy-disc) de 3 inch şi jumătate poate stoca deja megaocteţi de date. În acest sens, discurile compacte (CD-ROM) la care informaţia se înscrie şi se citeşte cu fascicul laser pot stoca enciclopedii întregi pe o singură faţă. Mai nou, discurile magnetooptice, care sînt deja incluse ca suport extern în microcalculatorul NeXT, îmbină flexibilitatea cu accesul rapid şi capacităţi uriaşe de memorie.

În acest context, calculatorul trebuie privit ca „un organism viu", integrat deja perfect în lumea înconjurătoare; astfel putem să vorbim de strategiile schimburilor dintre CPU şi mediul înconjurător (intrări/ieşiri) programate, întreruperi, acces direct la memorie (DMA) etc., de arhitecturi interne diverse — şi este cazul să amintim că microcalculatorul clasic, privit ca o maşină pas cu pas, concept care a dominat lumea informaticii mai bine de 4 decenii, începe să piardă teren în faţa structurilor paralele, multiprocesor, a căror viteză de lucru mult mărită este principalul argument.

Fireşte că despre microcalculatoare se pot scrie încă foarte multe lucruri. Există deja numeroase lucrări apărute în ţara noastră şi tema este, fireşte, departe de a fi epuizată. Periplul pe care vi l-am propus în lumea microcalculatoarelor a vrut să fie un ABC, o iniţiere în noţiunile de bază ale microinformaticii, o sensibilizare pentru cei care încă stau departe faţă de calculator, o pledoarie, în ultimă instanţă, pentru ideea că informatica şi calculatorul aparţin tuturor, ele trebuind abordate cu curaj şi, mai ales, fără prejudecăţi!

INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

(URMARE DIN NR. TRECUT)

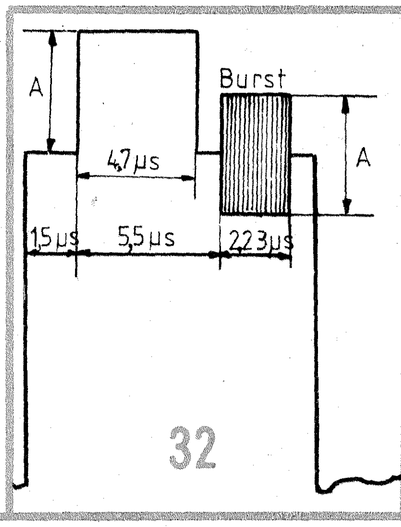
Datorită faptului că se folosește o oscilație cu modulație de amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA—PS), demodulatorul receptorului TV în culori trebuie să primească o informație pentru a reface subpurtătoarea cu faza și frecvența corectă, ca să poată avea loc o demodulare sincronă în demodulatorul de produs folosit. Din această cauză în semnalul complex se introduce un semnal numit **semnal de sincronizare de culoare sau burst.** Acesta are o frecvență f_{sp}, faza de 180° și este plasat pe palierul posterior al impulsului de stingere linii. Acest semnal este sinusoidal și este constituit din 8 pînă la 11 oscilații complete. Pe timpul cît durează pre și postegalizările și impulsurile de sincronizare pe verticală burstul nu se transmite. Durata totală a burstului este 2,23 μs, cum se poate observa și în figura 32 în care sînt reprezentate explicit și celelalte durate. Amplitudinea A vîrf la vîrf a acestui semnal de sincronizare a culorii este practic egală cu cea a impulsului de sincronizare din semnalul video complex. Defazajul de 180° s-a făcut cu rolul de a atenua vizibilitatea subpurtătoarei de culoare pe ecranul tubului cinescop alb-negru.

Ținînd seama de întrețeserea spectrelor și de benzile impuse semnalelor E'_I și E'_Q reprezentarea acestora este cea din figura 33, în care f_{ps} = 4,5 MHz este frecvența purtătoare sunet.

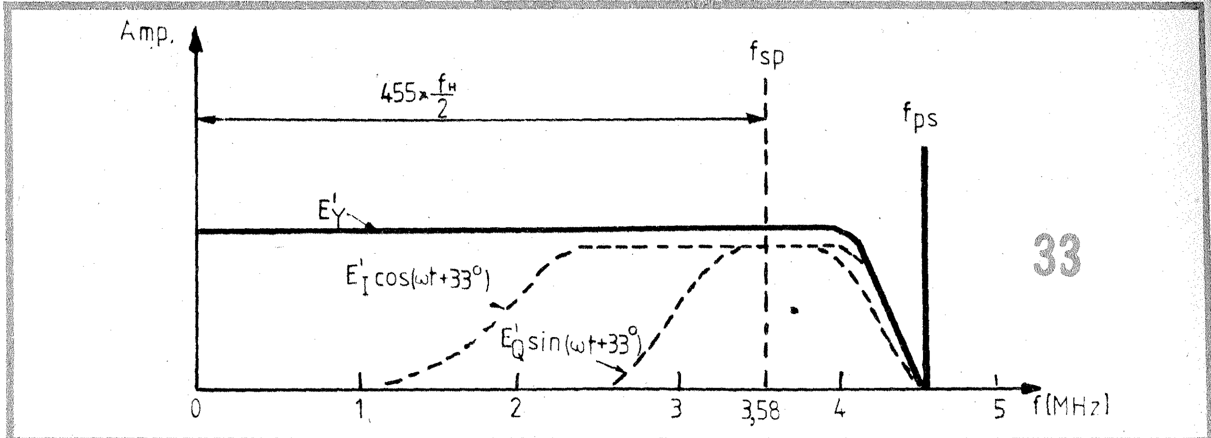
CODARE, DECODARE NTSC

Schema-bloc din figura 34 se folosește pentru codare. Se observă că după corecția de gama și matricele de formare a semnalului de luminanță E'_Y și a celor diferență de culoare E'_I și E'_Q urmează niște filtre trece-jos care limitează banda semnalelor I și Q. Mai sînt introduse niște linii de întîrziere σ pentru a compensa întîrzierile introduse de către filtre, astfel încît la ieșire semnalele să fie din nou în fază. Modulatoarele echilibrate MA—PS au sarcină comună și astfel se obține modulație în cvadratură (MAQ). Subpurtătoarea este introdusă defazată cu 33° față de referință în modulatorul Q și cu 33° + 90° defazaj în modulatorul I. Burstul se formează cu un impuls adecvat F, numit și **burst key** (B_k) care lipsește pe durata $9T_H$. Pe această durată el este eliminat cu ajutorul unei porți analogice. Într-un etaj de însumare se adună cu E'_Y, care a fost însumat anterior cu semnalele B_{H+V}, S_{H+V}, E'_C și E_S.

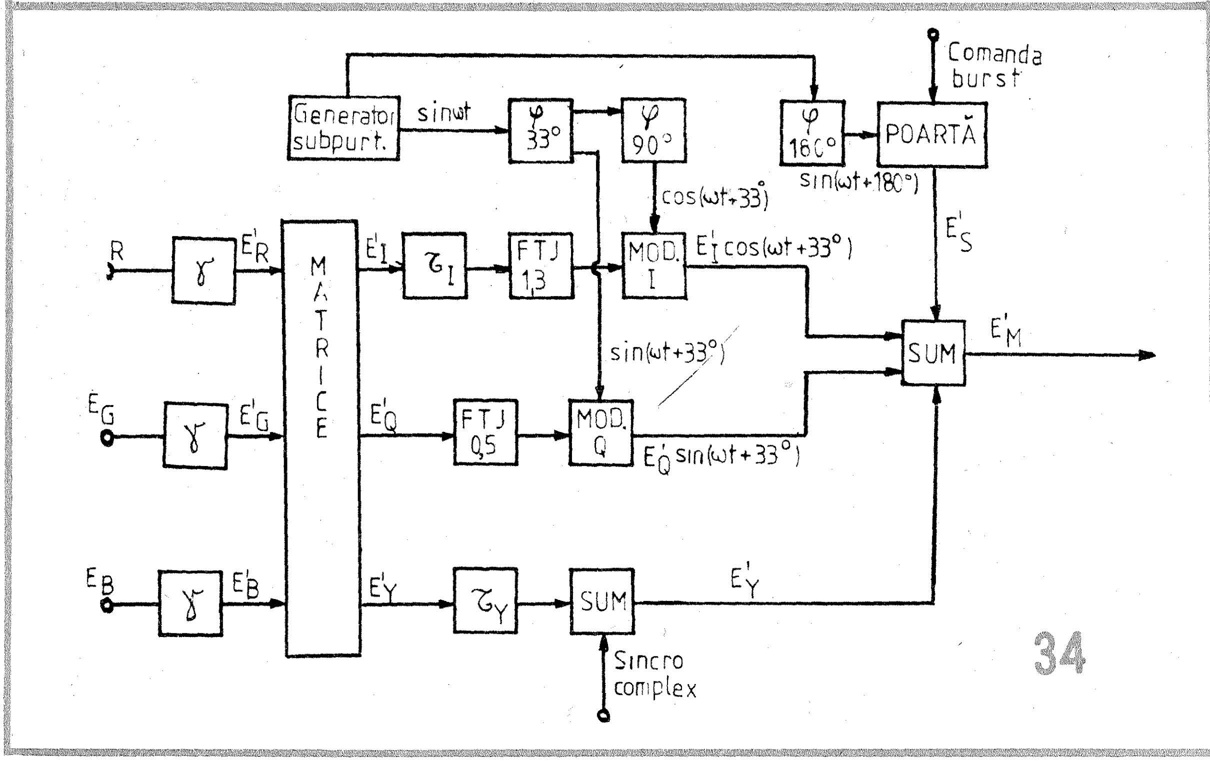
Schema-bloc a unui decodor NTSC este reprezentată în figura 35. Se remarcă filtrul trece-banda (FTB) care separă semnalul de crominanță din jurul subpurtătoarei (și o dată cu acesta și unele componente de luminanță din banda respectivă care ar provoca diafotia luminanță-crominanță). O linie de întîrziere introdusă pe calea de luminanță compensează întîrzierea suferită pe calea de culoare. Burstul este extras cu ajutorul unei porți P, comandată cu F, avînd frecvența f_H pentru a asigura aservirea oscilatorului local pe f_{sp}. Demodulatoarele de produs primesc subpurtătoarea regenerată sincronă și în fază pentru a asigura demodularea pe cele două căi E'_I și E'_Q. La ieșire prima matrice extrage din semnalele E'_I și E'_Q semnalele $E'_R - E'_Y$, $E'_B - E'_Y$ și $E'_G - E'_Y$, iar apoi dacă tubul cinescop este comandat pe grile, spațiul grile-catod comun face a doua dematriciere cu E'_Y pe catod și semnalele diferență de culoare pe grile. Dacă tubul cinescop este comandat pe catozi mai urmează o matrice care va da la ieșire semnalele primare E'_R, E'_G și E'_B.



32



33



34

În continuarea exemplelor concrete de scheme, este prezentat montajul din figura 36 care este un circuit pentru deflexia verticală cu tranzistoare, alimentat la 10,5 V pentru tuburi cinescop de 90°. Înalta tensiune a tubului va fi de 11 kV. Stabilitatea verticală se reglează din potențiometrul P1 = 25 kΩ care asigură sincronizarea. Tensiunea de baleiaj culeasă de pe condensatoarele C2 și C3 este transmisă în baza tranzistorului T4 prin intermediul lui T3. Această tensiune de relaxare din baza lui T3 este regăsită în emitorul său cu aceeași fază, rezistența R9 = 1 kΩ reprezentînd sarcina sa. Tranzistorul de ieșire T4 furnizează bobinelor de deflexie verticală un curent de baleiaj I_B= 280 mA. Bobinele de baleiaj sînt de tip toroidal cu R = 27 Ω și L = 40 mH. Tranzistorul T4 care este de tip BD111 disipă o putere de 1 W și poate funcționa pînă la 70°C fără radiator de căldură. Bobina L1 = 100 mH permite alimentarea colectorului lui T4, bobinele de deflexie verticală fiind legate tot în acest punct. Ele sînt montate în serie și izolate față de masă cu ajutorul condensatorului C5 = 2 200 μF. Potențiometrul pentru reglarea amplitudinii este P2 = 5 kΩ și cel pentru liniaritate P3 = 250 Ω. Se recomandă reglarea mai întîi a stabilității din P1, apoi a amplitudinii și la sfîrșit liniaritatea. Figura 37a reprezintă curentul de deflexie prin bobine. Pe abscisă este reprezentat timpul, avînd 5 ms pe diviziune, deci 5.4 = 20 ms durata unui cîmp la frecvența f = 50 Hz. În figura 37b este reprezentat curentul de emitor al lui T4 în funcție de timp, acesta avînd o formă „dinte de ferăstrău". Tranzistoarele T1, T2, T3 sînt de tip BC115 ce au următoarele date: U_{CEO} = 30 V, U_{EBO} = 5 V; h_{21E} ≥ 150, V_{CEsat} = 1 V.

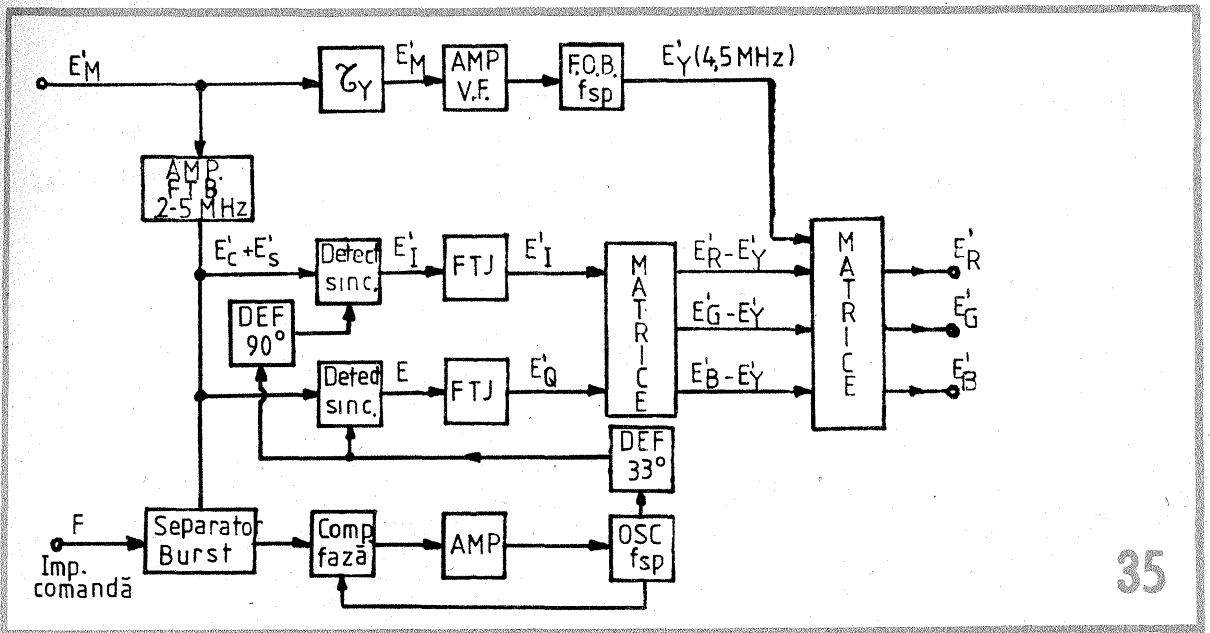
De obicei un amplificator de videofrecvență poate fi considerat a fi constituit din două părți distincte:

— etajul de intrare constituit din tranzistorul de VF în conexiune repetor pe emitor (de obicei), impedanța de ieșire fiind în consecință mică;

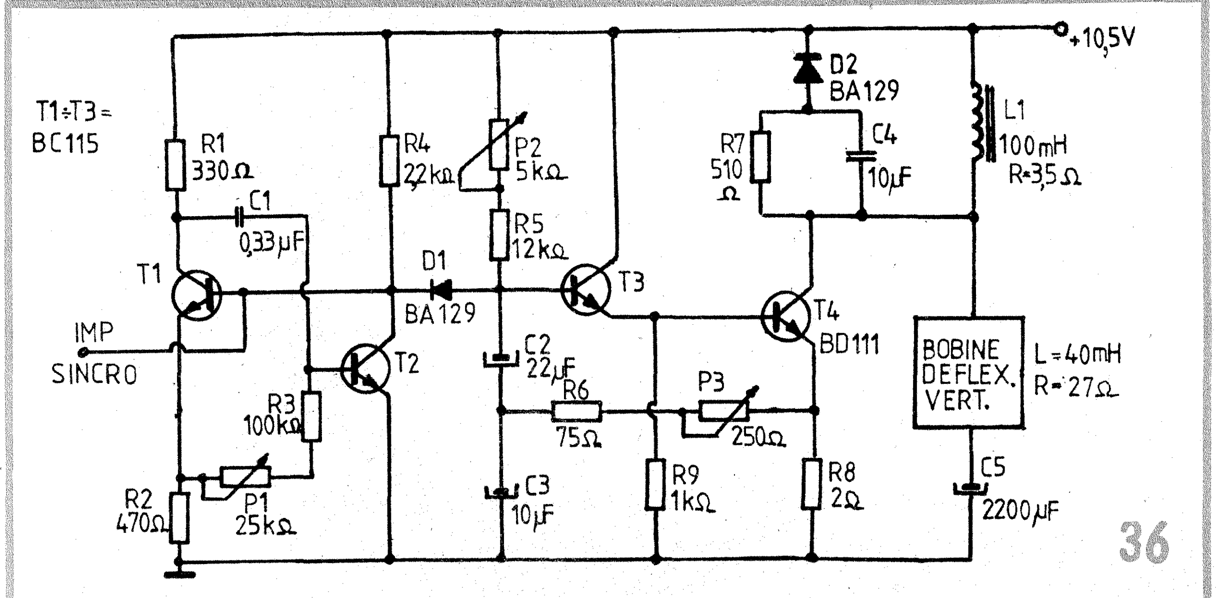
— etajul de ieșire format dintr-un tranzistor de VF în conexiune emitor comun asigurînd o amplificare în tensiune suficientă.

Legătura între cele două părți se poate face cu ajutorul unui cablu coaxial de impedanță mică și capacitate scăzută, putînd ajunge pînă la 10 cm lungime.

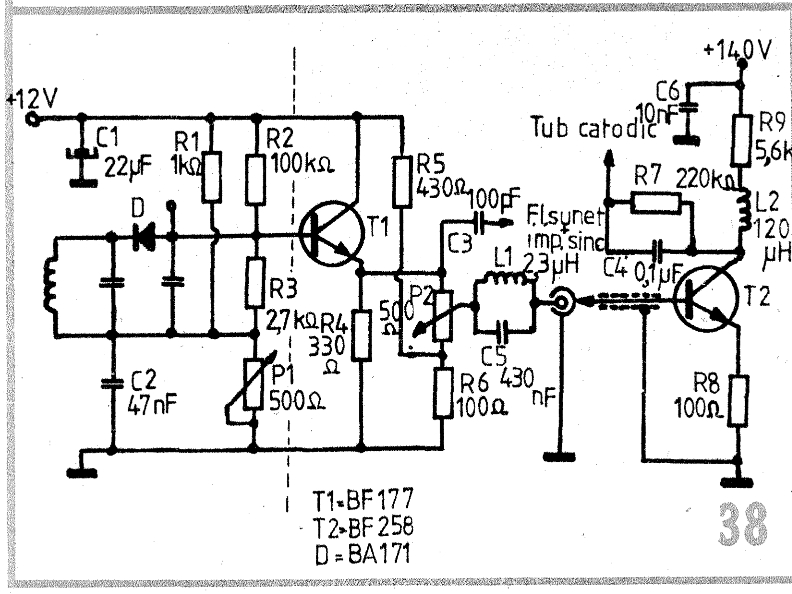
Amplificatorul din figura 38 este un amplificator de VF destinat televizoarelor cu standarde europene (cu modulație negativă), dioda detectoare fiind montată deci cu anodul spre ieșire. Se obține astfel un semnal detectat corespunzător alternanțelor negative ale semnalului de frecvență intermediară. Amplificatorul este separat cu linie punctată de circuitul de detecție video reprezentat simplificat. Etajul de intrare constituit din tranzistorul T1 este în conexiune colector comun, deci prezintă o impedanță mare de intrare și semnalul injectat în bază este în fază cu cel cules în emitor. Baza lui T1 este polarizată cu ajutorul unui divizor de tensiune format din R1 (legată la sursa de alimentare de +12 V) și P1 = 500 Ω. Rezistența R3 este conectată între divizor și baza,



35



36

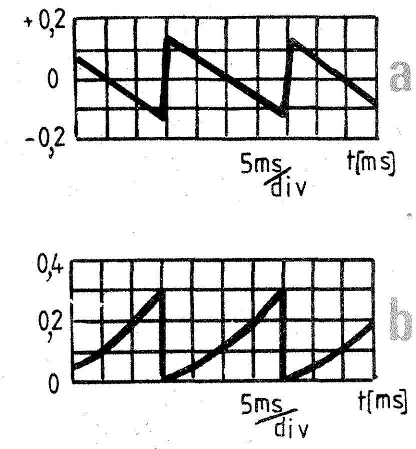


38

în aceste condiții baza lui T1 fiind polarizată pozitiv în raport cu emitorul. La rîndul său, emitorul este la un potențial pozitiv față de masa datorită rezistenței de sarcină R4. Această rezistență joacă rol de sarcină și pentru circuitele de sincronizare. Colectorul lui T1 este legat direct la plusul alimentării (decuplata prin condensatorul electrolitic C1 = 22 μF/16 V), iar condensatorul C3 separă în curent continuu amplificatorul de VF de circuitele de sincronizare, pe aceasta cale transmițîndu-se semnalul de frecvența intermediara sunet și impulsurile de sincronizare. În emitorul lui T1 se afla un divizor format din R5, R6 și P2. Din potențiometrul P2 se regleaza amplitudinea semnalului, aceasta crescînd atunci cînd cursorul se deplasează spre emitor. Urmeaza un filtru format din L1, C5 acordat pe 5,5 MHz pentru norma CCIR sau 6,5 MHz pentru OIRT. (Valorile din figură sînt pentru 5,5 MHz.) Acest filtru are o impedanța maxima la această frecvența și împiedică pătrunderea semnalului de frecvența intermediara sunet în baza lui T2. Cablul coaxial care leaga ieșirea filtrului LC de baza lui T2 trebuie să aibă o capacitate maxima de 20 pF. Rezistența R8 din emitorul lui T2 nu este șuntata decît de capacitățile parazite cu o valoare egala cu cîțiva picofarazi. Baza este polarizată prin intermediul bobinei L1. Semnalul de ieșire de VF se culege în colector, care la rîndul sau este legat la o tensiune de +140 V (decuplata la masa prin C6) prin rezistența R9 și bobina L2. Aceasta bobina are rol de corecție, îmbunatațind cîștigul la frecvențe ridicate. Circuitul R7, C4 paralel transmite semnalul de videofrecvență spre catodul tubului cinescop. Tensiunea de ieșire este de 100 V (valoare de vîrf) cu un cîștig în tensiune egal cu 45. Timpul de creștere pentru o tensiune de ieșire de 80 V (fără filtrul L1, C5) este mai mic de 40 ns.

În privința reglajelor cea mai importanta este ajustarea lui P1, datorită faptului că avînd cuplaje în c.c. orice acționare asupra potențialului bazei lui T1 influențeaza punctele statice de funcționare ale lui T2. Ajustarea valorii lui P1 se face conectînd un voltmetru în colectorul lui T2 și acționînd pîna se obține o valoare egală cu 120 V, deci pe rezistența R9 trebuie să avem o cadere de tensiune de 20 V, ceea ce corespunde unui curent absorbit de aproximativ 3,6 mA. Reglajul se face în absența oricărui semnal aplicat la intrare. Lărgimea de bandă se regleaza din miezul bobinei de corecție L2. Aceasta trebuie sa fie de cel puțin 10 MHz (orice poziție ar avea P2 și fără filtrul L1, C5). Se va verifica variația semnalului de ieșire în funcție de poziția cursorului potențiometrului P2. Aceasta se face injectînd un semnal de 1 kHz (prin intermediul unui condensator de 0,1 μF) în baza lui T1, iar în colectorul lui T2 se conecteaza un voltmetru electronic, tot prin intermediul unui condensator de 0,1 μF. Potențiometrul P2 fiind reglat pentru maximum de semnal (deci cu cursorul în emitorul lui T1), se variaza amplitudinea semnalului injectat pîna se obțin la ieșire 100 V. Tensiunea masurată la intrare (daca montajul funcționează corect) trebuie să fie în acest moment

37



$$\frac{100\ V}{45} \approx 2,2\ V.$$

Pentru acordarea filtrului L1, C5 cel mai simplu este inserarea montajului în televizorul pentru care a fost construit și recepționarea unui post oarecare. După acordul făcut prin obținerea imaginii optime, se acționează asupra miezului lui L1 pînă se ajunge la un maximum al nivelului sonor, presupunînd ca circuitele de acord MF sunet sînt corect reglate. Mai corect și precis ar fi injectarea unui semnal cu frecvența de 6,5 MHz (respectiv 5,5 MHz pentru CCIR) și reglarea lui L1 astfel încît să se obțină minimum de tensiune de VF (pe frecvența respectivă) la ieșire.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

REGULATOARELE DE TENSIUNE

(URMARE DIN PAG. 6)

$R_3 \approx 1\ V/I_{1max} = 1\ V/1,5\ A \approx 0,667\ \Omega$ (6)

(practic $R_3 \approx 0,68\ \Omega$ la 3 ÷ 5 W), urmînd ca R_4 să rezulte „automat" din relația (4), în funcție de valoarea I_{max} dorită.

De exemplu, pentru $I_{max} = 5$ A, deci $I_{2max} = 3,5$ A, rezultă:

$R_4 = R_3 \cdot I_{1max}/I_{2max} \approx 0,29\ \Omega$ (7)

(practic 0,3 Ω la 7 ÷ 10 W).

Dimensionarea divizorului R_1–R_2 se face pe baza celor discutate la figura 2, în funcție de plaja U_0 dorită.

În fine, pentru a păstra și protecția împotriva ambalării termice (oferită de regulator), se impune ca acesta să fie montat pe același radiator cu tranzistorul T, bineînțeles cu o izolare electrică bună.

5. După cum am menționat deja, intrarea în funcțiune a circuitelor interne de protecție atrage după sine deteriorarea (pînă la compromiterea totală) a performanțelor de stabilizare ale regulatoarelor. De aceea prezintă uneori interes semnalarea optică a situației, pentru a putea interveni operativ asupra circuitului de sarcină.

BIBLIOGRAFIE:

1. Fairchild, Linear Data Book, 1987
2. Le Haut Parleur nr. 1748
3. Colecția „Tehnium"

CITITORII RECOMANDĂ

Mă numesc Constantin Amăriuței, sînt electrician și lucrez la Întreprinderea de Avioane Bacău.

Sînt un mare pasionat de electronică. Am executat multe montaje din revista „Tehnium", care mi-au dat reale satisfacții.

Căpătînd o oarecare experiență, am încercat să execut un joc de lumini dinamice cu multiple posibilități de combinații folosind integrate CMOS și am reușit.

Schema electrică a jocului am defalcat-o în trei părți pentru o mai bună înțelegere. Pentru a realiza funcțiile de umplere-golire și deplasare cu 1 ÷ 3 becuri din patru am folosit un registru de deplasare universal bidirecțional de 4 biți — MMC40104, împreună cu două porți cu două intrări SAU-EXCLUSIV ale circuitului MMC4070. Cu ajutorul unei porți disponibile din circuitul MMC4070 se face încărcarea registrului MMC40104 aplicînd la una din intrări semnal de tact (CLK), conform figurii 1. Tot în figura 1 se poate observa felul cum am realizat schimbarea sensului de curgere.

Cu ajutorul unui circuit astabil realizat cu circuitul integrat

LUMINĂ DINAMICĂ

MMC4047 și al componentelor externe din schemă se schimbă sensul o dată la 14 s, reglabil din potențiometrul P.

Impulsul de ieșire existent la pin 10 și 11 (MMC4047) se aplică, prin rezistențele R_2 și R_3, pe intrările de control S_1 și S_0 ale circuitului MMC40104, acestea trecînd alternativ în „0" și „1" logic.

Cu ajutorul comutatorului I_5 se face trecerea în efectul de umplere-golire și în curgere. Pentru efectul de curgere (lumină dinamică) cu 1, 2 sau 3 becuri se trec comutatoarele I_1, I_2, I_3 în $+V_{DD}$ sau GND. Acest comutator l-am realizat din două comutatoare în cod binar, reproiectînd cablajul.

Generatorul de tact l-am realizat tot cu un astabil avînd la bază circuitul MMC4047. Schema electrică este prezentată în figura 2.

Se observă că, cu ajutorul comutatorului I_6, generatorul de tact poate avea perioade constante reglabile continuu din P_1 sau poate avea perioade variabile în funcție de un semnal audio aplicat la intrarea lui TR1.

În funcție de puterea semnalului de la intrare, dioda electroluminescentă a optocuplorului se aprinde acesta, la rîndul lui, modificîndu-și rezistența emitor-colector. În acest fel, lumina „fuge" în ritmul unei melodii. Montajul funcționează de la

➡

PREAMPLIFICATOR

Student LUCIAN LAURENȚIU COȘOREANU, Focșani

Propun cititorilor revistei cîteva modificări care se referă la setul de montaj β8103 I.P.R.S.-Băneasa (adaptor pentru microfon).

Modificările le-am făcut în scopul de a mări amplificarea și o dată cu aceasta de a lărgi spectrul de utilizări ale acestui montaj. Poate fi folosit, de exemplu, pentru cap magnetic, doză magnetică etc.

Se procedează în felul următor:

— se renunță la „serviciile" lui C_3 și C_6;

— R_2 (220 kΩ) se înlocuiește cu un rezistor de 82 kΩ;

— R_7 (220 kΩ) se înlocuiește cu un rezistor de 1,5 kΩ (R_5 conectîndu-se pe partea cealaltă a cablajului, conform figurii 4);

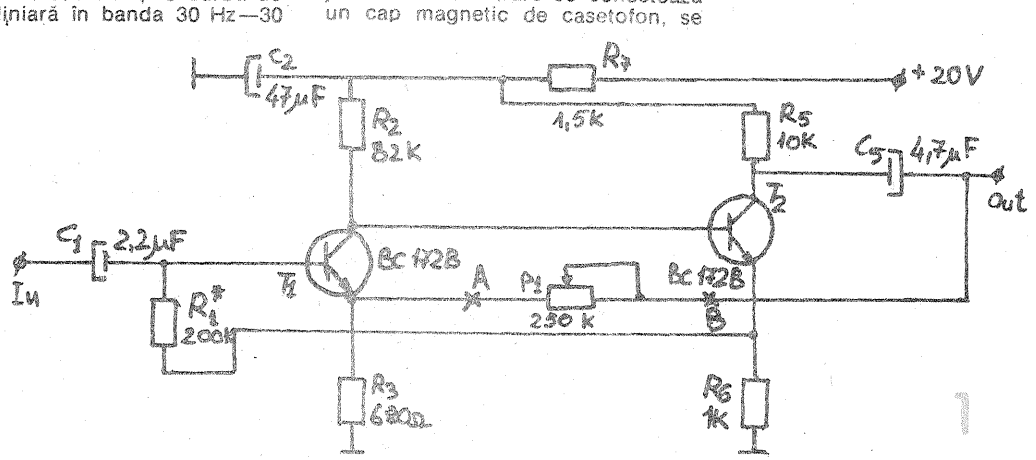
— grupul C_4—R_4 se înlocuiește cu un semireglabil de 20 kΩ sau, în cazul în care se dorește o curbă de răspuns neliniară de tip RIAA (pentru doză magnetică), între punctele A și B se intercalează circuitul din figura 3;

— rezistorul R_1 (390 kΩ) este dependent de alimentare (pentru 12 V avem R_1 de 120 kΩ, pentru 20 V, R_1 de 200 kΩ, iar pentru 40 V putem lăsa rezistorul R_1 de 390 kΩ);

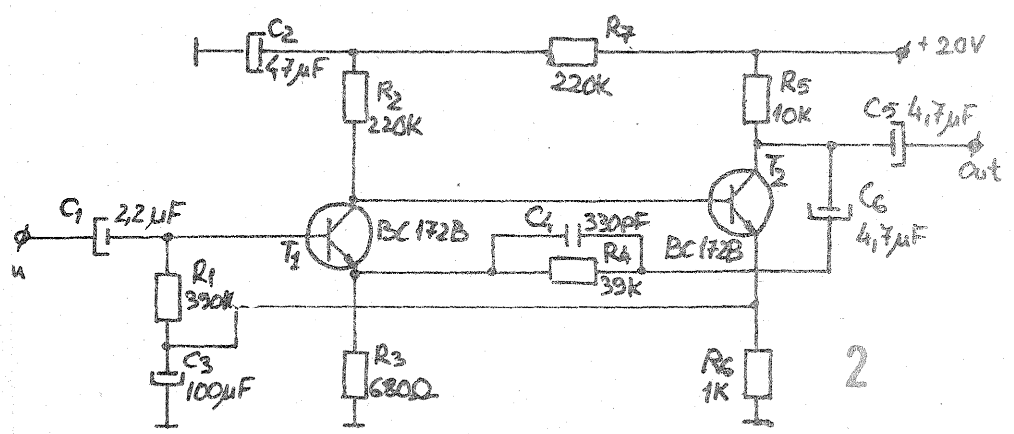
— realizarea punții notată ** în figura 4.

Montajul are coeficientul de distorsiuni mult sub 1% și o curbă de răspuns liniară în banda 30 Hz—30 kHz. Impedanța de intrare este mare.

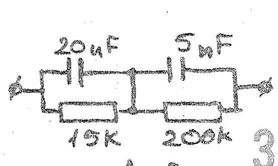
Un exemplu de utilizare a montajului: dacă la intrare se conectează un cap magnetic de casetofon, se poate ataca direct un etaj final de 15 W (tot de producție I.P.R.S.-Băneasa).



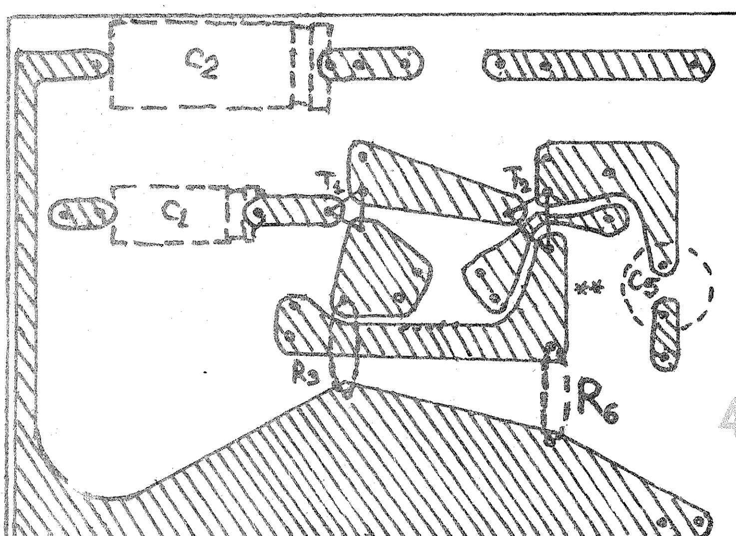
1



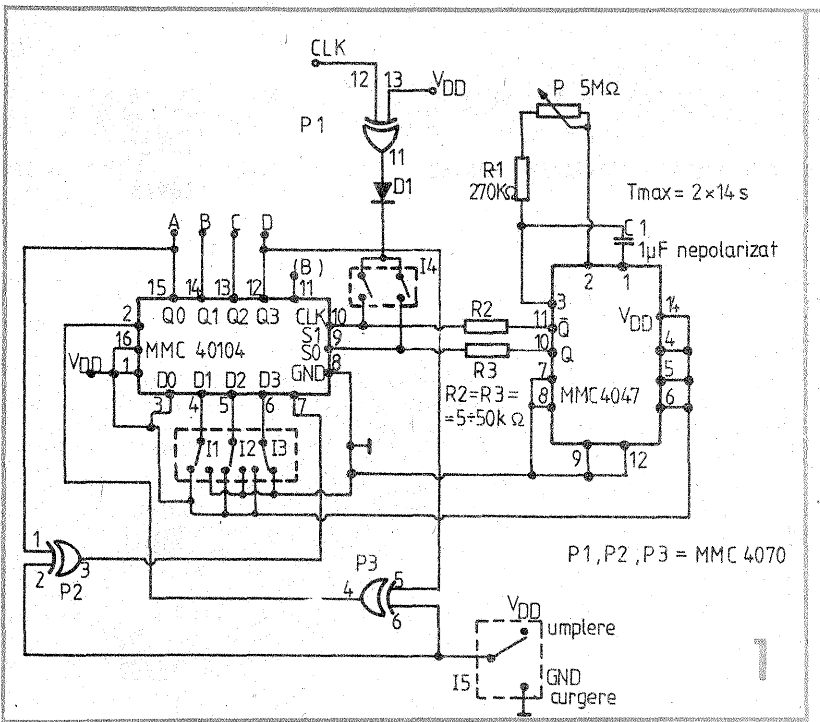
2



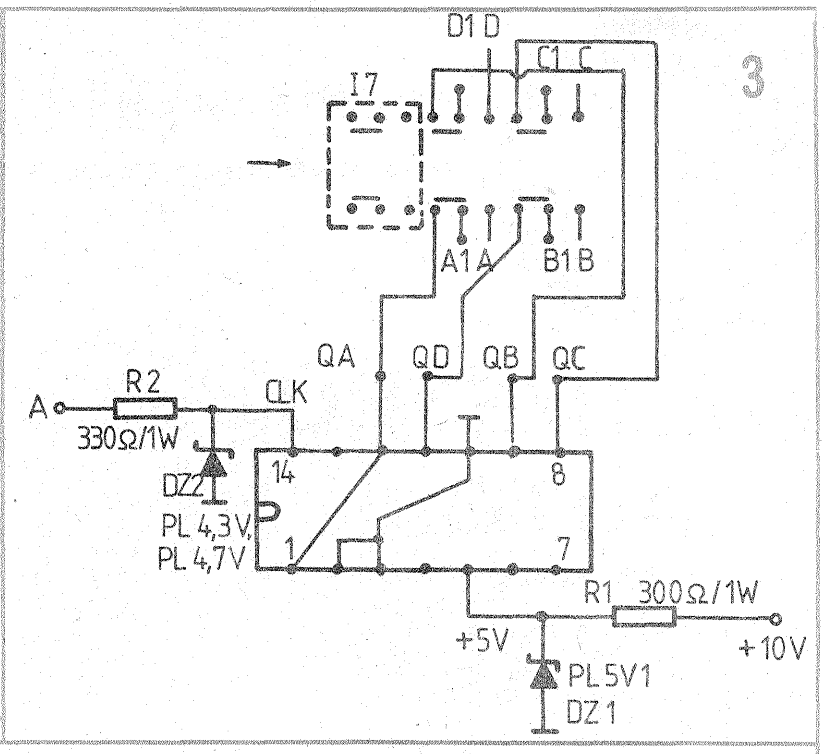
3



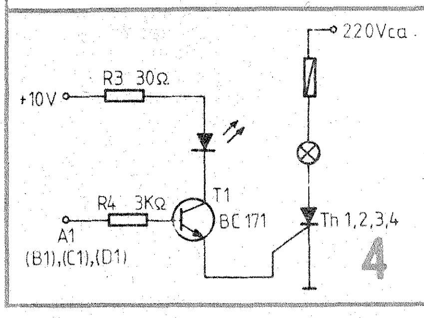
4



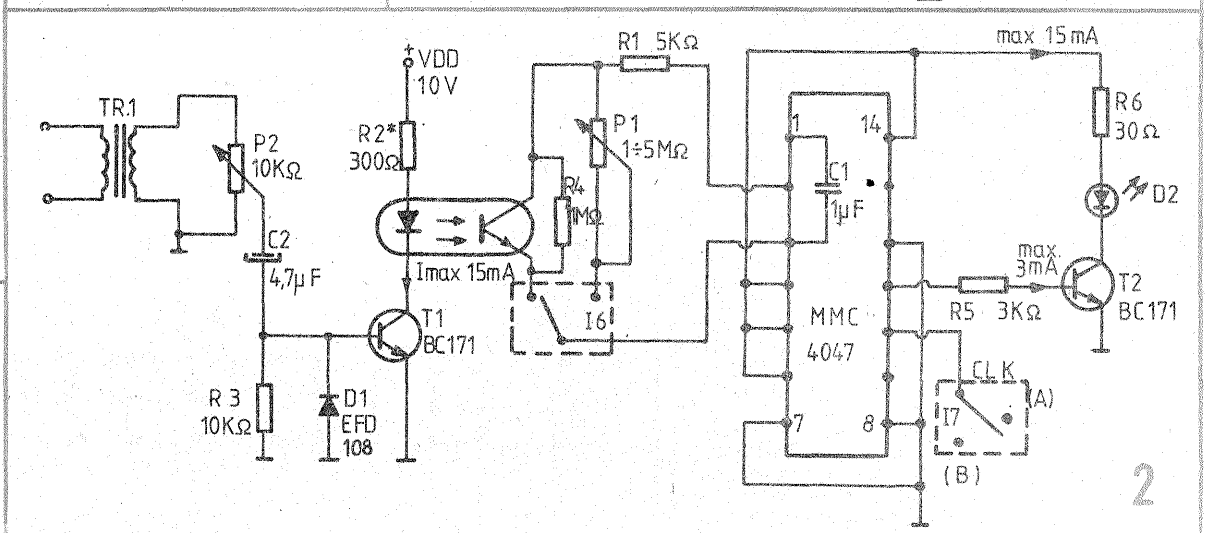
1



3



4



2

puteri de peste 0,150 W.

Dioda LED-D_2, montată pe panou, marchează semnalul de tact.

Acest semnal se aplică prin I_7 integratului MMC40104 și de asemenea porții P_1 pentru încărcarea în registru a integratului.

Pentru a efectua cît mai multe combinații, am preluat din „Tehnium" nr. 7/1989, efectuînd modificările corespunzătoare, o aplicație a circuitului integrat CDB493 — numărător binar de 4 biți —, care generează 16 combinații succesive la ieșirile Q_A, Q_B, Q_C, Q_D.

Montajul din figura 4 se execută în patru exemplare, corespunzătoare celor patru ieșiri ale integratului MMC40104 și CDB493. LED-urile din colectorul lui T_1 se montează pe panoul frontal. Alimentatorul nu pune probleme deosebite. Din acest motiv nu l-am descris.

Acesta trebuie să furnizeze 10 V la un curent de 0,2 ÷ 0,3 A.

Tiristoarele ce comandă becurile trebuie să suporte tensiunea rețelei și puterea becului. Siguranțele se vor calibra în funcție de puterea becurilor.

Pentru comanda becurilor se poate folosi și tensiunea continuă. În acest caz, puntea redresoare trebuie să suporte tensiunea rețelei și puterea tuturor becurilor. Comutatoarele folosite au fost de tip claviatură, exceptînd pe I_1, I_2, I_3. Toate sînt cu reținere separată. I_5 este cu revenire.

BIBLIOGRAFIE:

Colecția „Tehnium", 1989

Circuite integrate CMOS, Manual de utilizare

Agenda radioelectronistului, ediția a II-a.

TESTER REȚEA

PAUL HAȘAȘ, Oradea

Montajul de față permite testarea a doi parametri ai rețelei, și anume tensiunea efectivă U și frecvența f, selectabile cu un comutator K.

Vizualizarea lor se realizează cu un instrument de bază cu I_0 = 0,5 mA și U_0 = 275 mV, dar poate fi și de alt tip (cu $I_0 \leq 2$ mA), adaptarea făcîndu-se din rezistențele din emitor. Scala instrumentului se va grada în felul arătat în figura 2; astfel citirile se fac mai precis decît dacă indicațiile ar porni de la zero.

În acest sens se introduce o diodă Zener (DZ1 în figura 1) în serie cu divizorul rezistiv; astfel acul indicator va începe deviația sa pe la 170 Vef din tensiunea rețelei. În privința frecvenței, acest lucru se obține reglînd filtrul de bandă la 52 Hz; astfel frecvențele cuprinse între 45 și 52 Hz vor fi situate pe panta crescătoare a caracteristicii filtrului și la ieșirea sa, tensiunea continuă (obținută după redresarea cu D_8, D_9) va fi proporțională cu frecvența rețelei.

Pentru alimentarea montajului se poate folosi un transformator de rețea, dar în locul transformatorului, greu de procurat sau bobinat, propun alimentatorul schițat în figura 1. Excesul de tensiune este preluat de un condensator C_1 de 220 nF/400 V, care este mic ca dimensiuni (25x8 mm). Pentru descărcarea sa după scoaterea din priză se folosește R_1=1,5 MΩ/0,5 W.

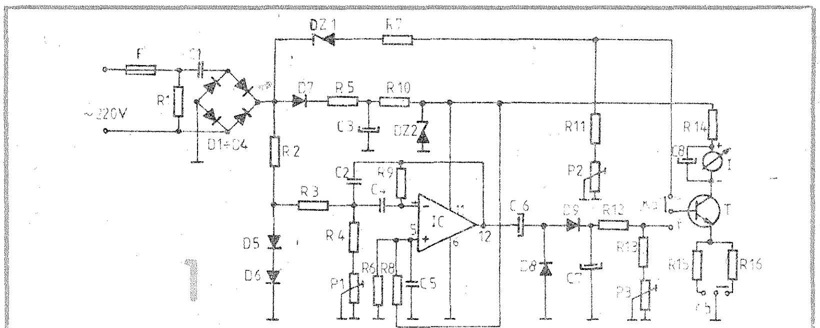
Circuitul integrat βA741, ca și tranzistorul BC171, se alimentează cu tensiune stabilizată, care apare din redresarea în punte cu D_1 ÷ D_4, filtrajul cu R_5, C_3 și stabilizare cu dioda Zener DZ2 de 11 V.

O operație importantă rămîne reglarea. Pentru indicațiile de tensiune, se pune comutatorul K în poziția U, se introduce cordonul alimentării la rețea și se citesc indicațiile comparativ cu un instrument de măsură cît mai precis. Reglarea la valoarea existentă se face din P_2. Dacă nu ajunge gama (P_2 la capăt), se schimbă R_{11} sau R_7.

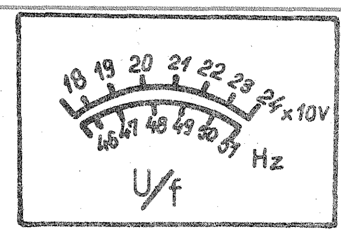
Reglajul frecvenței necesită un generator de joasă frecvență cît mai precis, de la care un semnal de aproximativ 0,7 Vef se injectează pe anodul lui D_5. Dacă frecvența se ia de 52 Hz, din P_1 se reglează o indicație ce depășește puțin indicația cap de scală (51 Hz). Se scade apoi frecvența și se ajustează P_3 astfel ca la mijlocul scalei să avem o indicație corectă.

LISTA DE PIESE:

R_1 = 1,5 MΩ; R_2 = 12 kΩ; R_3 = 68 kΩ; R_4 = 3,3 kΩ; R_5 = 680Ω; R_6 = R_8 = 33 kΩ; R_7 = 47 kΩ; R_9 = 4,7 MΩ; R_{10} = 220 Ω; R_{11} = 1,8 kΩ; R_{12} = 100 kΩ; R_{13} = 22 kΩ; R_{14} = 10 kΩ; R_{15} = 1,2 kΩ; R_{16} = 270 Ω; C_1 = 220 nF/400 V; C_2 = 10 nF; C_4 = 4,7 nF; C_5 = 0,22 μF; C_6 = 10 μF; C_7 = 10 μF; C_8 = 100 μF; D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = 1N4007; D_5 = D_6 = D_7 = 1N4005; D_8 = D_9 = EFD108; DZ1 = DZ2 = 1N3021 (DZ11V); IC = βA741; T = BC171; P_1 = 10 kΩ; P_2 = 250 Ω; P_3 = 5 kΩ; C_3 = 100 μF.



1



2

CITITORII RECOMANDĂ

VOLTMETRU AUTO

Ing. ROMEO ISTRATE, Buzău

Pentru constructorii amatori, mai tineri sau mai vîrstnici, propun spre realizare un voltmetru de c.c. cu afişor cu şapte segmente, destinat măsurării tensiunii continue disponibilă la bornele unei baterii auto de 12 V.

Ideea de la care am plecat pentru realizarea acestei scheme a fost generată de dorinţa de a găsi o altă posibilitate de afişare a unei tensiuni continue, variabilă în anumite limite (9 ÷ 16 V), care să permită aprecierea stării bateriei auto, a modului de funcţionare a releului regulator de tensiune şi alternatorului.

De fapt, realizarea acestui dispozitiv de afişare, numit impropriu voltmetru, a constituit un exerciţiu de dezvoltare a posibilităţilor, nelimitate, de utilizare a comparatoarelor integrate, asociate cu mai rar utilizatele porţi cu trei stări (TSL).

În mod uzual, afişarea numerică a valorii unei tensiuni continue variabile în ambele sensuri se face cu ajutorul voltmetrelor numerice ce pot fi realizate fie cu circuite logice obişnuite (numărătoare, bistabile, monostabile, porţi, decodificatoare etc.), fie cu circuite specializate (convertoare tensiune-frecvenţă, tensiune-perioadă), urmate de circuite de numărare şi afişare.

Avînd în vedere faptul că nu toţi electroniştii amatori posedă astfel de circuite specializate, am încercat să realizez afişarea valorii tensiunii unei baterii auto de 12 V, în intervalul de variaţie 9—16 V, interval care corespunde întru totul domeniului necesar de urmărire a bateriei.

Analizînd figura 1, se constată că ea cuprinde 8 comparatoare (1C1-2C4), acestea făcînd parte din două comparatoare cvadruple βM3302, configuraţia corespunzînd comparatoarelor cu prag realizat cu diode Zener.

Astfel, 1C2, 1C3, 1C4, 2C1, 2C2, 2C3 au pragurile fixe realizate cu divizoarele rezistive R4-R17, R6-R19, R8-R21, R10-R23, R13-R25, conectate la intrările inversoare ale comparatoarelor, iar 1C1 şi 2C4 au pragurile fixe, conectate la intrările neinversoare, praguri realizate cu divizoarele rezistive R2-R15 şi R13-R25. De menţionat că alimentarea divizoarelor se face dintr-o baretă (2) avînd un potenţial fix de +5 V faţă de masă (3).

Celelalte intrări ale comparatoarelor, mai sus menţionate, sînt conectate la grupurile DZ-R, care sesizează, de fapt, excursia de tensiune de la bornele bateriei de verificat (bornele 1-3).

Drept urmare, cînd tensiunea din punctul 1 este sub valoarea tensiunii de străpungere a diodelor Zener, tensiune măsurată faţă de masă a anozilor acestor diode, aceasta este de 0 V, situaţie în care ieşirile comparatoarelor sînt, practic, la potenţialul „0" V. În caz contrar, cînd tensiunea creşte peste valoarea de străpungere, potenţialul anozilor diodelor Zener creşte, la un moment dat egalîndu-se potenţialul de referinţă (50—100 mV), situaţie în care are loc bascularea comparatoarelor în starea opusă stării anterioare.

Avînd în vedere că ieşirea comparatoarelor este în clasa A, tranzistor cu colector în gol, este necesar ca ieşirile să fie legate, prin intermediul unor rezistenţe de 10 kΩ, la borna „+".

Un element nou adus în această schemă este conectarea ieşirilor comparatoarelor prin intermediul unor porţi cu trei stări sau TSL, avînd etajul de ieşire TOTEM-POLE (două tranzistoare lucrînd alternativ în regim blocat-saturat).

Tabelul de adevăr al acestei porţi TSL evidenţiază cele trei stări în care se poate găsi ieşirea:

A	I	Y
0	0	0
1	0	1
x	1	High Z (ieşire în stare de impedanţă mare).

Continuînd prezentarea funcţionării montajului, se observă, în figura 1, modul în care sînt conectate aceste porţi, ale căror intrări de inhibiţie (I) sînt conectate la ieşirile următoarelor comparatoare: 1C3, 1C4, 2C1 şi 2C2.

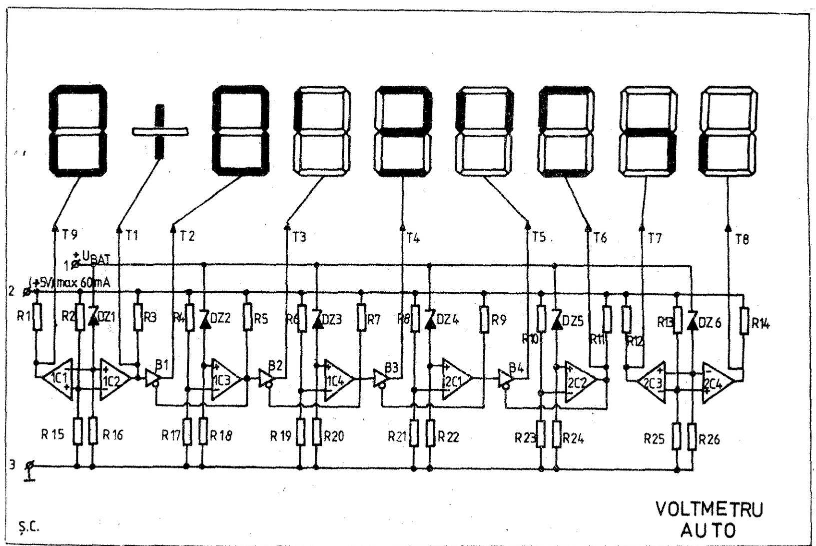
Particularizînd pentru DZ1 = PL10, DZ2 = PL11, DZ3 = PL12, DZ4 = PL14, DZ5 = PL15 şi DZ6 = PL13, rezultă următoarea succesiune de stări:

— în cazul: U1 < 10 V, 1C1 are ieşirea în „1", 1C2 în „0", 1C3 în „0", cifra afişată fiind: —10 V;

— în cazul: 10 V < U1 < 11 V, 1C1 are ieşirea în „0", 1C2 în „1", 1C3 în „0" şi 1C4 în „0", cifra afişată fiind +10 V, deoarece şi ieşirea porţii P1 este tot în „1", pe intrarea de inhibiţie a acesteia fiind prezent „0";

— în cazul: 11 V < U1 < 12 V, 1C2 are ieşirea în „1", 1C3 în „1" şi 1C4 în „0", situaţie în care starea ieşirii porţii P1 este HiZ, ceea ce corespunde blocării tranzistorului T2 (fig. 1 şi fig. 2) care comandă cele şase segmente ce alcătuiesc cifra „0", cifra afişată fiind +11 V, şi aşa mai departe pînă la 15 V < U1 < 16 V, afişîndu-se +15 V.

În figura 1 s-au prezentat şi LED-urile comandate de tranzistoarele T1-T9, comanda afişajului fiind prezentată, în detaliu, în figura 2, în care se constată şi prezenţa unei reţele de diode cu scop de separare a comenzilor, evitîndu-se influenţarea reciprocă a potenţialelor.



1

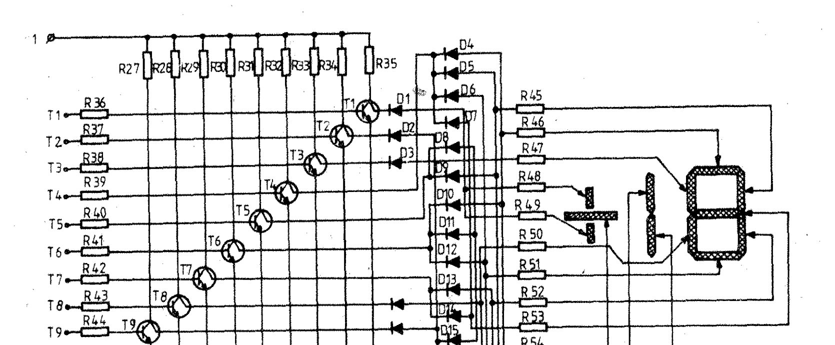
Deoarece, datorită dispersiei de fabricaţie, tensiunile de străpungere ale diodelor Zener nu corespund întotdeauna cu valorile înscrise pe capsulă, existînd abateri îm ambele sensuri, la realizarea practică a montajului se vor tatona rezistoarele R15, R17, R19, R21, R23 şi R25, sau se vor înlocui cu rezistoare semireglabile de 100 Ω, reglajul fiind optim atunci cînd, la tensiunea U1, corespunzătoare tensiunii de străpungere ideale (10, 11, 12, 13, 14, 15 V), are loc bascularea comparatoarelor.

Afişorul folosit este cu anodul comun, tip VQE22B, întreg montajul putînd fi amplasat într-o carcasă de plastic cu dimensiunile de 80 x 65 x 60 mm şi fixată pe bordul maşinii.

Consumul total al voltmetrului (cu afişorul aprins pe poziţia +10 V) este de 280 mA.

Cu o realizare îngrijită, montajul descris va funcţiona de la prima încercare, permiţînd afişarea tensiunii continue de la bornele bateriei auto, indicaţie utilă în aprecierea stării acesteia.

COMPONENTE UTILIZATE:
1C1—2C4 — βM3302;
P1—P4 — K155LP8 (SN74125);
T1—T9 — BC171;
D1, D2, D22 — 1N4001, D3—D21 — EFD108;
R1, R3, R5, R9, R11, R12, R14 — 10 kΩ;
R2, R4, R6, R8, R10, R13 — 1 kΩ;
R36—R44, R16, R18, R20, R22, R24, R26 — 2,2 kΩ;
R15, R17, R19, R21, R33, R25 — 33 ÷ 100 Ω;
R27—R35 — 75 kΩ;
R45—R56 — 1,8 kΩ;
afişor VQE22B.



2

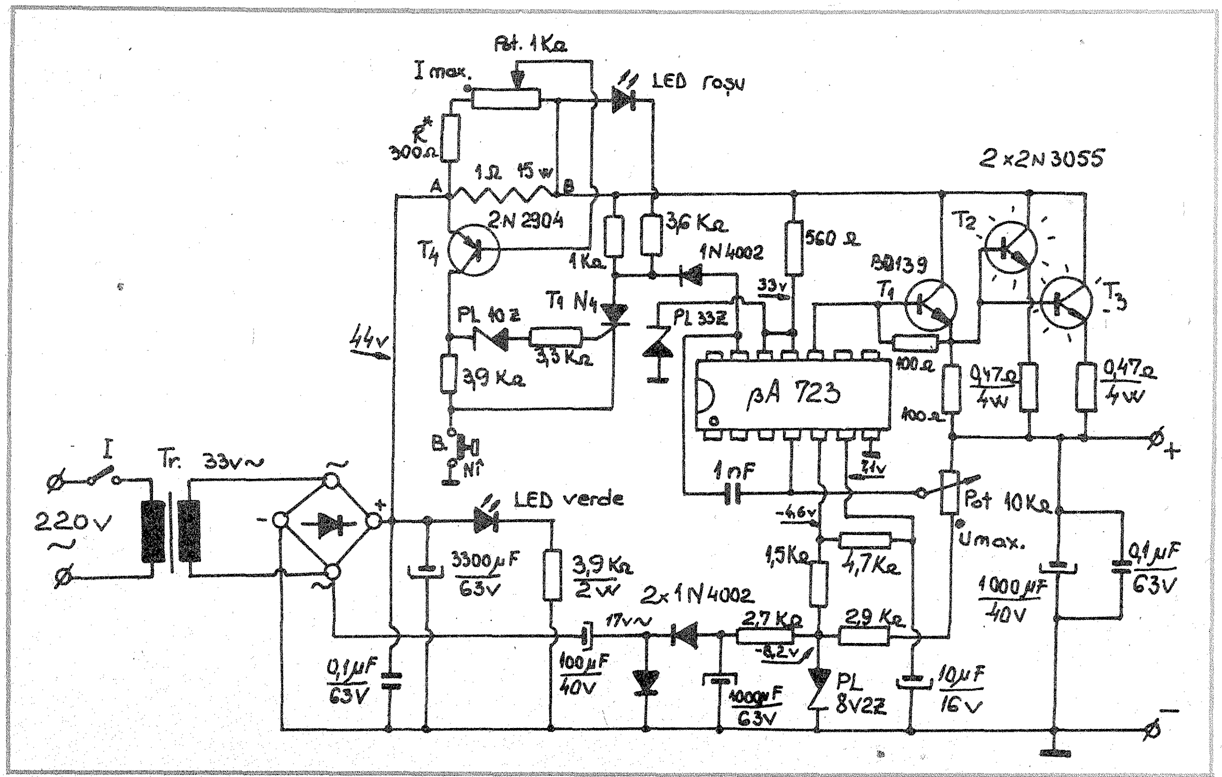
ALIMENTATOR

GHERASIM FRĂŢILĂ

Alimentatorul are domeniul de reglaj al tensiunii stabilizate de ieşire cuprins între 0,7 V şi 32 V, iar curentul maxim debitat este de 3 A. Montajul este protejat la scurtcircuit şi supracurent.

Schema alimentatorului foloseşte ca element de bază circuitul integrat βA723 (nu se recomandă folosirea lui βA723C).

Din tensiunea alternativă de 220 V a reţelei se obţine, cu ajutorul transformatorului Tr., o tensiune alternativă de cca 33 V, care se redresează cu o punte formată din patru diode de putere de tip 6SI2. Tensiunea continuă pulsatorie se filtrează cu un condensator electrolitic de 3 300 μF/63 V, acesta avînd pe bornele lui un condensator de 0,1 μF/63 V, care are rolul de a atenua vîrfurile de tensiune ce se pot induce din reţea. După filtrare tensiunea continuă este de cca 44 V, din aceasta obţinîndu-se 33 V cu divizorul format din rezistorul de 560 Ω şi dioda Zener PL33Z, tensiune necesară alimentării circuitului integrat. De pe punctul de 44 V se alimentează prin rezistorul de 3,9 kΩ/2 W un LED verde, care indică prezenţa tensiunii de alimentare. Din tensiunea alternativă de 17 V, luată de pe un braţ al punţii redresoare, se obţine o tensiune negativă de —8,2 V, necesară realizării unui potenţial de —4,6 V faţă de masă, ce se aplică intrării neinversoare a circuitului integrat (pin 5). De asemenea, cu ajutorul tensiunii de —8,2 V se obţine, pe cursorul potenţiometrului de 10 kΩ (reglaj tensiune), o variaţie de tensiune cuprinsă între 0 şi 0,7 V, care se aplică intrării inversoare a circuitului integrat (pin 4). Tranzistorul T2 este conectat în paralel cu T3 şi împreună cu tranzistorul T1 (BD139) formează un montaj Darlington care este comandat de pe pinul 10 al circuitului integrat.



Circuitul de protecţie

Pe rezistorul de 1 Ω (A—B) apare, în funcţie de curentul consumat, o cădere de tensiune ce este luată potenţiometric de pe divizorul format din R* şi rezistenţa de 1 kΩ a potenţiometrului. Dacă între borna A a rezistorului de 1 Ω şi cursorul potenţiometrului de 1 kΩ tensiunea este de 0,7 V (U_{EB}), tranzistorul 2N2904 se saturează şi în colectorul său apare valoarea de 44 V cu care se comandă tiristorul T1N4; acesta închide circuitul de alimentare al LED-ului roşu care se aprinde şi, totodată, comandă, prin dioda 1N4002, anularea tensiunii la ieşire.

Comanda de deblocare se face manual, cu întrerupătorul B, care are contactele normal închise în poziţia de repaus. Dacă supraconsumul sau scurtcircuitul se menţine, LED-ul roşu va lumina la fiecare acţionare a întrerupătorului.

Valoarea rezistorului R* se calculează pentru consumul maxim, care este de 3 A. La acest consum, căderea de tensiune pe rezistorul de 1 Ω (bornele A-B) este de 3 V, cursorul potenţiometrului de 1 kΩ este la capătul notat pe schemă cu „Imax", tensiunea U_{EB} de 0,7 V se va lua de pe rezistorul R*, formula de calcul fiind:

$$\frac{U_{A-B}}{1\,000 + R^*} = \frac{U_{EB}}{R^*}$$

de unde, prin înlocuire cu valorile corespunzătoare, rezultă R* = 300 Ω

COMPLETARE

Colaboratorul nostru, ing. **Nicolae Drăgulănescu**, autorul cunoscutei lucrări „Agenda radioelectronistului", ne sugerează să publicăm — ca o completare la ediţia a II-a a Agendei, pag. 689 — unele date suplimentare referitoare la canalele de televiziune recepţionabile în România, date ce nu au putut fi cuprinse în lucrare, fiind considerate ca interzise la vremea respectivă şi pe care domnia-sa ni le pune la dispoziţie în acest scop.

O facem cu deosebită plăcere de a putea contribui astfel la informarea cititorilor noştri, specificînd, totodată, că semnificaţiile codurilor canalelor din tabel pot fi găsite în capitolul 44 al Agendei, ediţia a II-a.

Canalele de televiziune recepţionabile în România
Alte emiţătoare

Zona de recepţie	Codul canalului	Provenienţa
Bucureşti	R5, R9, R11 R24, R27 R39	Sofia
	R32	Moscova
	R23	Novi-Sad
Cluj/ Oradea	R4, R10, R24	Budapesta
Constanţa	R6, R9, R3 E5, E9	Sofia Odesa Istanbul
Craiova	R11, R24 R27 E10, E23	Sofia Sofia Novi-Sad

Zona de recepţie	Codul canalului	Provenienţa
Galaţi/ Tulcea	R3 R7, R8	Odesa Moscova/Chişinău
Iaşi/ Suceava	R7, R29 R31	Moscova/Chişinău
Timişoara/ Arad	R11, R24 R27 R10, R24 R6, E22 E10, E24 E39, E43	Sofia Sofia Budapesta Belgrad Novi-Sad Novi-Sad

VERIFICAREA AMPLIFICATOARELOR A.F. DE PUTERE

(URMARE DIN PAG. 15)

O altă măsurătoare absolut necesară pentru determinarea performanţelor unui amplificator de audiofrecvenţă este măsurarea timpului de creştere al impulsului.

Se consideră timp de creştere t intervalul de timp în care amplitudinea unui impuls de tensiune creşte de la 10% la 90% (vezi figura 5). Pentru uşurinţa măsurătorii se introduce sincronizat, la aceeaşi intrare a osciloscopului, un şir de semnale de marcaj (markeri) cu frecvenţa de 1 MHz, deci cu distanţa între ele de o microsecundă. Un amplificator foarte bun are un timp de creştere a frontului impulsului mai mic de 3 μs, un amplificator bun de timp t = 3 ÷ 6 μs, iar un amplificator de slabă calitate t > 12 μs.

Timpul de creştere se măsoară pentru un semnal de intrare cu frecvenţa de 10 Hz. Această măsurătoare ne dă o informaţie foarte exactă asupra modului în care sînt amplificate semnalele electrice rapide şi cu amplitudine mare.

Verificarea în regim sinusoidal dinamic şi măsurarea timpului de creştere al impulsului ne oferă o imagine completă asupra unui amplificator de audiofrecvenţă de putere, indiferent de configuraţia schemei electrice după care a fost realizat.

PENTRU CINEAMATORI

EFECTE SPECIALE

În ultima vreme moda filmelor de groază, a celor sience fiction sau polițiste impune din partea autorilor profesioniști colaborarea cu tehnicieni specializați în efecte speciale. Aceasta este denumirea mai sofisticată a bine cunoscutelor trucaje utilizate în bună măsură și de cineaștii amatori tentați din ce în ce mai mult de exploatarea tuturor resurselor tehnice ale camerei de luat vederi.

Povestea primului trucaj utilizat în istoria filmului merită a fi amintită aici. Georges Méliès, cel care a deschis calea ficțiunii în arta filmului la sfîrșitul secolului trecut, se instalase cu aparatul său la fereastra unui imobil din Piața Operei din Paris. La un moment dat, în timpul filmării, aparatul s-a blocat. G. Méliès a depanat rapid aparatul și a reînceput să filmeze. Hazardul a făcut ca înainte de a se bloca aparatul prin fața obiectivului să treacă un omnibuz; la reluarea filmării, din același unghi, în același spațiu, în locul omnibuzului trecea un dric. Astfel, la proiecție, Méliès a asistat la primul trucaj involuntar din istoria cinematografului, transformarea omnibuzului în dric, substituție ce va deschide larg calea efectelor speciale.

Printre trucajele obișnuite, cel mai des utilizate de cineamatori se numără fondu-ul și anșeneul, modalități de expresie astăzi mai puțin folosite în cinematograful profesionist.

Fondu-ul

Dacă în cursul unei filmări diafragma sau discul reglabil al obturatorului se închide progresiv, imaginea se șterge treptat. Acesta este efectul numit închidere în fondu și invers, dacă diafragma sau obturatorul reglabil este închis și el se va deschide progresiv pînă la valoarea corectă de înregistrare a imaginii, realizăm o deschidere în fondu. Apariția sau dispariția imaginii marchează ideea deschiderii sau închiderii unei fraze cinematografice, unei secvențe sau unui film. Fondu-ul poate fi realizat cu diafragma, cu obturatorul sau cu irisul.

Pentru realizarea fondu-ului cu diafragma se operează cu o valoare destul de deschisă și, eventual, cu un filtru neutru pentru a avea o cursă suficientă și ca fondu-ul să fie net realizat.

Închiderea se face cu o viteză progresivă: operația începe lent și se continuă în ritm mai accelerat pînă la închiderea completă a diafragmei.

Pentru deschiderea diafragmei se operează invers: mai întîi deschiderea se face rapid și apoi din ce în ce mai lent.

Pentru a obține o mișcare lină, diafragma poate fi comandată mai ușor prin intermediul unei tije.

Fondu cu obturator

Această operație este posibilă doar la aparatele dotate cu obturator reglabil. Comanda fondu-ului acționează asupra palei mobile care închide încet discul obturator. Anumite aparate automatizate realizează fondu-ul printr-o comandă ce acționează asupra unui număr prestabilit de imagini.

Acest tip de fondu este preferabil datorită unei curse mai lungi ce acționează pe o lungime mai mare a peliculei.

Fondu în iris

Acest efect a fost folosit, în special, în timpul filmului mut și astăzi este practic abandonat. Irisul este o diafragmă plasată în fața obiectivului care se mărește sau se micșorează progresiv, deschiderea circulară. Irisul poate fi excentric în raport cu obiectivul, fondu-ul putînd fi realizat pe un spațiu prestabilit al cadrului.

Fondu-ul realizat cu obturatorul sau diafragma are un efect optic agreabil pentru spectator. Legătura mai rapidă între planuri, fraze cinematografice sau secvențe se poate realiza și prin supraimpresiunea imaginilor, operație care dă naștere anșeneului sau înlănțuirii.

Despre fondu mai trebuie amintit faptul că el poate fi obținut în negativul original, direct din aparatul de filmat, sau în contratimp, printr-o operație de copiere.

Un caz aparte de fondu este și așa-numitul „fondu în alb", cînd, plecîndu-se de la valoarea normală a densității imaginii, aceasta se destramă treptat, ajungînd, în final, în alb intens.

Fondu-urile realizate direct în negativul original obținut în aparatul de filmat sînt superioare sub aspectul calității fotografice.

Fondu-ul de sunet reprezintă și el un important semn de punctuație cinematografică, marcînd pe plan sonor trecerea de la o secvență la alta. Acest tip de fondu se realizează prin dispariția treptată, lină a sunetului de la volumul normal, firesc pînă la limita de audibilitate (fondu de închidere) și invers (fondu de deschidere). Operația se realizează în cadrul mixajului cu ajutorul aparaturii de înregistrare audio de care dispune cineamatorul.

Pagini realizate de CĂLIN STĂNCULESCU

BĂI DE SLĂBIRE

Slăbirea reprezintă o operație de prelucrare a peliculei prin care se realizează micșorarea densității optice a imaginii prin eliminarea parțială a argintului metalic. Operația se realizează chimic prin intermediul unor agenți de oxidare ai argintului (fericianură sau persulfat de potasiu, permanganat de potasiu, alaun feroamoniacal etc.). Slăbirea peliculei poate fi de mai multe feluri, funcție de natura agentului folosit și de condițiile de lucru.

Tipurile de slăbire pot fi proporționale, supraproporționale, subproporționale și substractive. Tratamente de acest fel pot fi aplicate cu succes și asupra imaginilor foto color. Slăbirea proporțională implică o reducere proporțională a densităților, fapt ce duce la scăderea contrastului. Această operație se utilizează în cazul imaginilor supradevelopate. Slăbirea supraproporțională duce la micșorarea accentuată a densităților mari în raport cu densitățile mici. Ea micșorează puternic contrastul și corectează negative cu interval mare de densități. Slăbirea subproporțională micșorează mai mult densitățile mici în raport cu cele mari și corectează imaginile superexpuse. Slăbirea substractivă micșorează toate densitățile în afara celor mici, fără a modifica perceptibil contrastul imaginii.

CÎTEVA BĂI DE SLĂBIRE:

Baia de slăbire Farmer se obține din două soluții: (A) și (B). Soluția A = 1 l soluție 10% sulfat de sodiu și Soluția B = 1 l soluție 1% fericianură de potasiu. Cele două soluții se amestecă, iar timpul de acțiune a slăbitorului nu trebuie să depășească 1 minut.

Baia de slăbire ORWO 700 se obține dizolvînd în 1 000 cm^3 apă 150 g tiosulfat de sodiu și 12 g bromură de potasiu. Soluția a doua se obține dizolvînd 20 g fericianură de potasiu într-un litru de apă. Cele două soluții se amestecă în momentul utilizării. Timpul de acțiune este de 5—10 minute, în funcție de gradul de slăbire preconizat pentru pelicula realizată.

ÎNLĂNȚUIREA

Printre semnele cinematografice de punctuație se numără și înlănțuirea (sau enchainé-ul), realizabilă prin ștergerea lentă a unei imagini și apariția în compensare a imaginii următoare. Se remarcă faptul că o perioadă de timp cele două imagini rămîn suprapuse, prima fiind din ce în ce mai slabă, a doua devenind din ce în ce mai netă.

Sensul principal al utilizării acestui mod de expresie indică sublinierea unei continuități între două acțiuni, repere, reflexii, personaje, gesturi, despărțite de un anume interval de timp sau subliniază o acțiune de rememorare a unor scene pe care un personaj și le reamintește.

În principiu, înlănțuirea reprezintă suprapunerea pe aceeași porțiune de peliculă a fondu-ului „în negru" a imaginii ce pleacă peste fondu-ul „din negru" a imaginii ce vine.

Pentru asigurarea unei calități superioare a procedeului cineamatorul trebuie să urmărească mereu constanța densității celor două imagini pe toată lungimea înlănțuirii, iar micșorarea strălucirii primei imagini să fie corespunzător compensată de creșterea strălucirii imaginii următoare. În principiu, lungimea înlănțuirilor este de 12—240 fotograme și durează, la o viteză de filmare și proiecție de 24 fotograme/secundă, circa 0,5—10 s. Firesc, fără existența dispozitivului de mers reversibil, înlănțuirea nu se poate realiza. În filmul de amatori înlănțuirea se practică, de regulă, prin acționarea diafragmei.

Pentru realizarea acestei operații este recomandabil ca planurile astfel tratate să nu fie filmate la distanțe mari (ca în cazul filmului profesionist), erorile posibile implicînd reluarea filmării. De asemenea, nu este recomandabilă realizarea înlănțuirii între două imagini la intervale mai mari de timp, fapt care poate acționa nefavorabil asupra calităților peliculei diminuate de factori climaterici ce duc la deformări. Acestea din urmă au drept consecințe negative neclaritatea imaginii sau chiar ruperea ei la reluarea filmării.

MĂŞTI ŞI CONTRAMĂŞTI

În panoplia imensa a efectelor speciale se afla şi masca. Aceasta reprezinta un ecran opac, decupat într-un mod anumit, confecţionat din material suficient de tare, pentru a se menţine plan (carton, plastic), aşezat în faţa aparatului şi fixat într-un amplasament rigid (pentru a nu da naştere la sinuozităţi suparatoare).

Masca aşezata în faţa fasciculului luminos ce impresionează pelicula reţine în mod controlat razele de lumina, fotograma fiind expusa doar în partea libera. Procedeele axate pe măşti sînt diverse, pornind de la sugerarea unei gauri de cheie (stilul vodevil) sau a unui binoclu puternic (stilul aventura).

Contramasca, jumatatea complementara a măştii utilizate într-o prima faza a filmării, poate, fara mari eforturi, sa dedubleze actorii filmelor de amatori. În acest caz, după ce filmam cu o masca avînd partea dreapta a ecranului acoperita, în aceeaşi poziţie a aparatului de filmat, se acţionează mersul înapoi al peliculei şi se turnează pe aceeaşi porţiune riguros controlata cu contramasca acoperind partea stînga a ecranului.

Actorul filmat în prima faza îşi va putea da sieşi replica înregistrat în a doua faza cu contramasca. Uneori maştile şi contramăştile sînt direct realizate prin procedee fotografice şi ele sînt conţinute în benzi anume confecţionate, folosite, mai ales, la copieri speciale.

Simplitatea efectelor speciale realizate cu masca şi contramasca poate oferi satisfacţii deosebite cineamatorilor cu condiţia unui reperaj exact în spaţiu şi timp. Astfel nu este indicat ca personajul dedublat sa fie filmat la mare distanţa în timp, iar decorul trebuie sa fie riguros acelaşi, fapt ce implica amplasarea aparatului într-un punct fix. În cazul efectuării unor mişcări deosebite de aparat, acestea trebuie riguros poziţionate pentru ca repetarea mişcarii sa fie perfect identica în faza a doua a filmării.



TITLURI

Un element principal în filmul de orice fel, fie de amatori, fie profesionist, ramîne genericul. Echivalentul paginii de titlu sau al casetei tipografice, genericul este cartea de vizita a unui film, prezentînd autorul acestuia, colaboratorii sai, membrii echipei tehnice sau artistice. Mai mult decît o coperta de carte, genericul unui film poate face parte organica din opera cinematografica. Complexitatea caracterelor grafice utilizate în generic, ingeniozitatea procedeelor tehnice sau a modurilor de tratare a imaginii, locul plasarii în economia filmului fac din acest capitol al muncii cineamatorilor terenul unor experienţe interesante.

Nu trebuie uitat ca în ultimele decenii mari plasticieni (printre care Saul Bass ramîne un nume de referinţa) au facut din realizarea genericului o arta, conferindu-i valenţe estetice greu de respins.

Realizarea unei instalaţii pe care se afla amplasate în poziţie fixa aparatul de filmat şi proiectoarele în faţa unei rame cu tambur sau cu un plan mobil basculant reprezinta o soluţie satisfacatoare pentru începatori. Este necesar ca sistemul de iluminare utilizat la filmarea titlurilor unui generic sa asigure o repartizare uniforma şi constanta a luminii pe toata suprafaţa tamburului sau a planului mobil basculant pe care se realizeaza elementele genericului.

În general, se utilizează doua corpuri de iluminat ce trebuie bine fixate, iar sistemul de alimentare trebuie asigurat de prezenţa unui stabilizator. În cazul titlurilor simple se poate folosi filmarea cu frecvenţa normala, atenţia autorilor fiind concentrata, în acest caz, asupra numarului de fotograme ce trebuie sa fie corespunzător timpului normal de lectura (evident, funcţie de densitatea textului, de caracterele utilizate, de componentele colaterale tehnice).

De obicei, titlurile statice ale genericului se scriu cu guaşa alba pe fond negru.

DEFORMAREA IMAGINII

O prisma cu mai multe faţete plasata în faţa obiectivului multiplica imaginea pe suprafaţa ecranului. Daca prisma este mobila (ea pivotează în faţa obiectivului), atunci şi imaginea se va înscrie într-o mişcare de rotaţie multiplicînd obiecte, figuri, gesturi semnificative.

Jocul prismei se poate corela cu un obiectiv de tip Retrofocus (cu distanţă focala foarte scurta).

Deformarea imaginii trebuie, în mod necesar, argumentata dramatic, în caz contrar, efectul optic ramîne gratuit.

Şocul mental, impresia unui coşmar, efectul unui anestezic pot fi exprimate prin diverse procedee: efectul de flu (se realizeaza prin dereglarea distanţei focale) sau prin utilizarea unei placi de sticla muiate în ulei aşezata în faţa obiectivului.

Obţinerea unei imagini difuze se mai poate realiza prin rame cu materiale translucide (sticla laptoasa) sau cu diferite ţesaturi (tul, voal, tifon sau spunglas). Spunglas-ul este un material alb, translucid din fibra de sticlă care se utilizeaza, în special, la difuzarea prin transmisie a luminii.

Ţesăturile utilizate pentru efectele de estompare sau difuzie sînt realizate din fibre lucioase, fapt ce creează o radiaţie a reflexelor.

Filtrele de difuzie — confecţionate din sticla, avînd pe o faţa gravuri fine de linii concentrice, steluţe, careuri etc. — faciliteaza obţinerea unor efecte de micşorare disipata a contrastului.

Ele sînt utilizate în special la primplanuri datorită efectului de atenuare a asprimii liniilor feţei şi a suprafeţei pielii.

Filtrele se fixează în faţa obiectivului. Uneori aceste filtre se utilizează şi la filmarea peisajelor pentru a accentua atmosfera dramatică. În general, marimea gradului de difuzie al filtrelor este invers proporţionala cu distanţa de filmare. Astfel, la primplanuri sînt necesare filtre cu grad de difuzie mare, iar la planurile generale gradul de difuzie al filtrelor este cel mai mic.

TEMPORIZATOR FOTO

IOAN ALEXANDRU CHIRU, Giurgiu

Montajul prezentat este destinat în special laboratorului fotografului amator, putînd realiza temporizarea aprinderii becului de expunere al aparatului de mărit pentru o durată de pînă la 100 de secunde.

Datorită preciziei ridicate, el se poate folosi și în procesul pozitiv color.

Circuitul integrat βE555 funcționează într-o schemă de monostabil. În starea de repaus, tensiunea pe pinul 3 este de cca 0 V.

Ca urmare a acționării butonului K3 (tip buton de sonerie), pe pinul 3 va apărea o tensiune apropiată de tensiunea de alimentare, deschizîndu-se tranzistorul T1, anclanșînd releul, iar prin contactele sale se alimentează becul aparatului de mărit. În acest moment începe încărcarea condensatorului C. Timpul de încărcare, deci durata temporizării, este determinat de valoarea rezistenței R (de poziția comutatorului decadic) și a potențiometrului P. Din potențiometrul P se determină a doua cifră semnificativă. Bineînțeles, aceasta se poate înlocui cu un comutator decadic, iar rezistențele vor fi de 10 kΩ.

Temporizarea se termină cînd tensiunea pe condensatorul C atinge 2/3 din tensiunea de alimentare. În acest moment tensiunea la ieșirea circuitului integrat devine aproape nulă, ceea ce face ca tranzistorul T1 să se blocheze și să se stingă becul aparatului de mărit.

Atunci cînd avem nevoie ca becul să rămînă aprins (de exemplu la schimbarea cadrului de pe film, punerea la punct a clarității etc.), se închide K5, care deschide pe T1 prin R4.

Oprirea unei temporizări în curs se realizează prin acționarea butonului K4 (normal deschis).

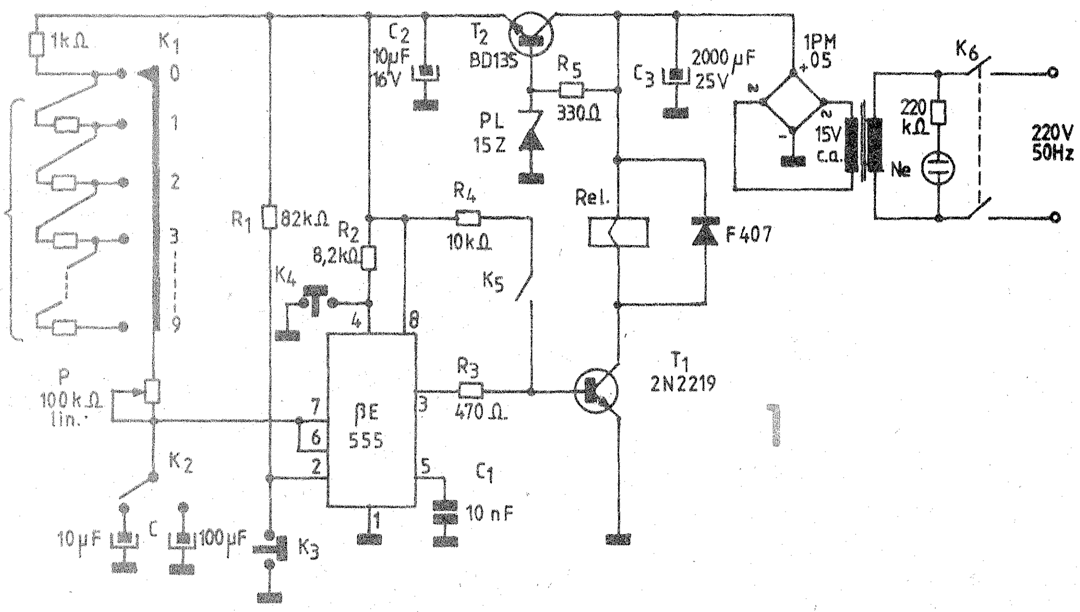
Consumul maxim (cu releul anclanșat) este de cca 100 mA.

Dacă dorim ca lampa de laborator să se stingă pe durata expunerii, întrerupem alimentarea cu tensiune a acesteia printr-un contact normal închis al releului.

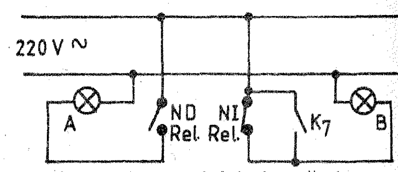
În final se poate extinde domeniul de temporizare pînă la 1 000 s prin adăugarea unui condensator C de cca 1 000 μF, iar K2 va fi cu trei poziții, dar în acest caz precizia temporizatorului va scădea.

Personal am dotat temporizatorul și cu un generator de ton (fig. 3), care este pus în funcțiune la sfîrșitul duratei de temporizare.

Folosind piese de bună calitate, iar condensatoarele C din poliester, acest temporizator poate fi utilizat și pentru aplicații industriale, cu condiția ca pastilele contactelor releului să suporte curentul care trece prin consumatorul temporizat.

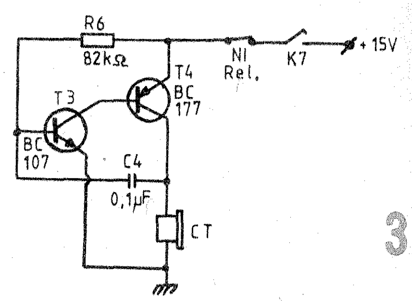


1



A-Becul aparatului de mărit
B-Becul lămpii de laborator

2



3

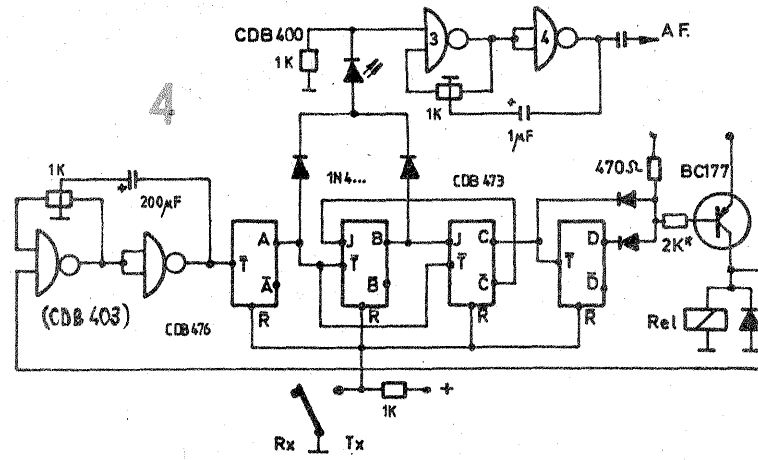
GENERATOARE „K-TONE"

(URMARE DIN PAG. 11)

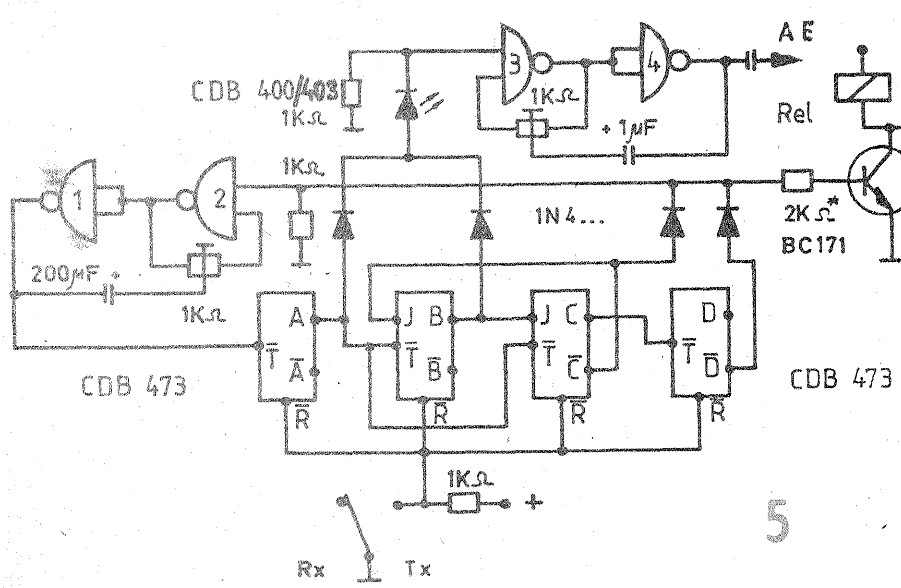
Punerea în funcțiune se realizează prin acționarea butonului PTT, a întrerupătorului Rx-Tx sau printr-un contact al unui releu comandat de dispozitivul VOX. După terminarea mesajului se trece pe recepție, releul rămînînd cuplat pînă se transmite și semnalul telegrafic — litera K — ce marchează sfîrșitul transmisiei și invitarea corespondentului la emisie.

Toate schemele prezentate permit vizualizarea semnalului telegrafic generat, care, introdus la borna de intrare microfon, asigură modularea emițătorului.

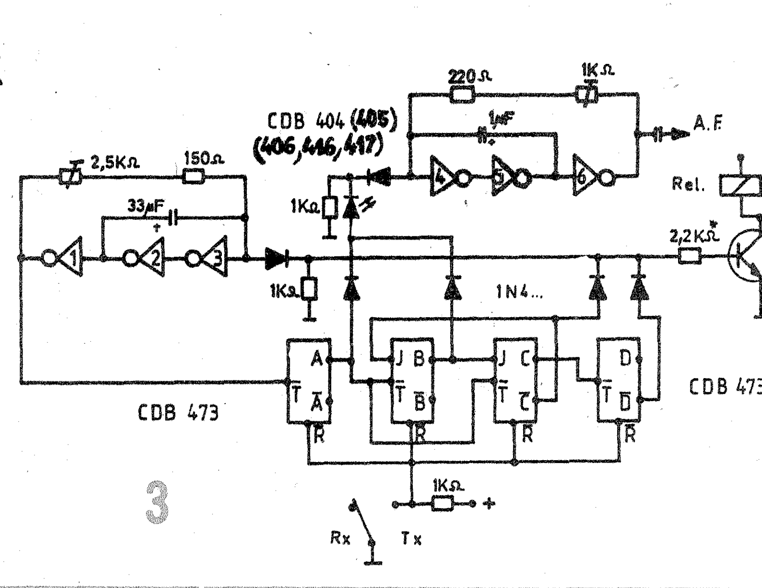
t_n		t_{n+1}
J	K	Q
L	L	Q
L	H	L
H	L	H
H	H	Q'



4



5



3

IDEI PRACTICE ÎN LOCUINŢĂ

MIRCEA MUNTEANU, Oţelu-Roşu

1. In interiorul clasicei broaşte de la intrarea în locuinţă se poate fixa prin nituire o bucăţică de oţel cu dimensiuni 10x10x2 mm (fig. 1). În partea de acţionare a cheii se va tăia un şliţ ce are rolul de a permite introducerea ei în orificiul destinat, astfel încît să se acţioneze elementele metalice de închidere.

Realizînd acest ansamblu, asigurăm ca deschiderea broaştei de la uşă să se poată face numai cu chei ce au tăiat şliţul amintit.

2. Una din cauzele pentru care apa curge continuu în vasul de W.C. este şi uzura plutitorului. Plutitorul, prin îngreunare, permite ca orificiul de admisie a apei să nu se mai obtureze atunci cînd rezervorul este plin cu apă. Pentru rezolvarea promptă a unei astfel de defecţiuni înlocuim plutitorul vechi cu o bucată de polistiren expandat de formă paralelipipedică de aproximativ 6x3x10 cm (fig. 2).

3. Scîrţîitul uşilor locuinţei şi ale dulapurilor la închidere şi deschidere deranjează mai ales atunci cînd unii locatari doresc să se odihnească. Conform figurii 3, ungerea în punctul „a" cu vaselină sau ulei prin ridicarea tăbliei uşii este dificilă, făcîndu-se de cele mai multe ori cu excedent de lubrifiant. Acesta, ieşind în afara zonei de îmbinare a balamalei, creează un aspect neplăcut. Pentru a realiza ungerea mai uşoară a unor balamale, propunem ca în partea superioară, în punctul „b", să se execute o gaură cu diametrul de 2—3 mm. Prin acest mic orificiu, periodic, se pot introduce cîteva picături de ulei.

4. Bazaţi pe necesitatea de confort şi recuperare a căldurii în locuinţă, tot mai mulţi locatari execută galerii pentru perdele de o lungime egală cu cea a peretelui cu fereastra. Draperia, fixată în cleme pe una din barele galeriei, acoperă la nevoie întreg peretele.

În figura 4 prezentăm detaliile constructive ale unei asemenea galerii. Acoperind faţa văzută şi canturile plăcii P3 cu hîrtie albă lipită cu aracet şi zugrăvită apoi în culoarea tavanului sau a pereţilor, realizăm o galerie funcţională cu un aspect plăcut.

5. Rosturile uşilor şi ferestrelor sînt în anotimpul rece una din importantele surse de frig în locuinţă. Pentru limitarea pătrunderii aerului rece din afară, pe lîngă clasicele sisteme de etanşare a rosturilor cu bandă PURFIX sau şnur textil, la ferestre se pot aşeza cilindri din pînză umpluţi cu vată sau deşeuri textile. Lăţimea unui astfel de cilindru textil trebuie să fie egală cu cea a spaţiului liber dintre cele două rînduri de cercevele, lungimea fiind egală cu lăţimea interioară a ferestrei (fig. 5 a).

La ferestrele ce au cercevele cuplate, recomandabil este ca, în perioadele cu frig, draperia să se aşeze ca în figura 5b, realizînd astfel o circulaţie de aer rece infiltrat spre partea superioară, mai caldă a încăperii.

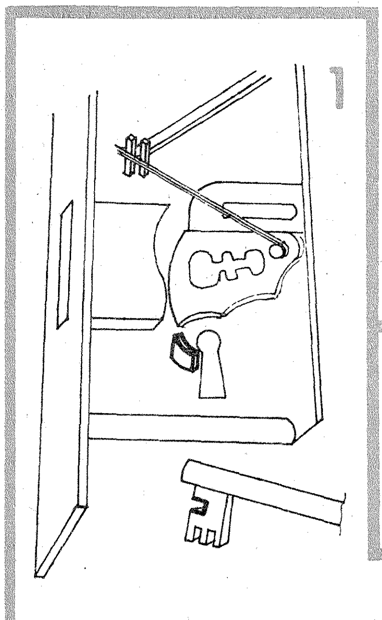
Mărirea gradientului termic în interiorul locuinţei se mai poate realiza şi prin izolarea peretelui din spatele caloriferului.

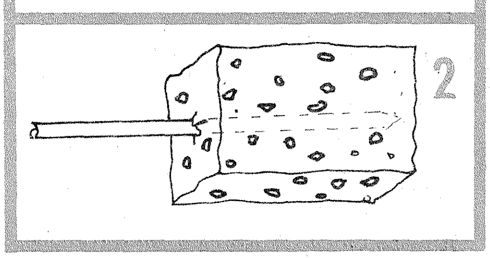
6. Unul din cele mai solicitate moduri de zugrăvire a interiorului locuinţei este realizarea de stropi mici în culori diferite. Pentru evitarea chinului realizării stropilor prin baterea măturiţei de un băţ, cu fel de fel de perii sau chiar cu şabloane, prezentăm în figura 6 o adaptare la aspirator în scopul realizării stropilor. Procedeul este simplu: după scoaterea sacului pentru praf şi reaşezarea capacului, se introduce furtunul în capătul dinspre întrerupător, iar celălalt capăt îl obturăm cu o bucată de hîrtie, ca în figura 6.

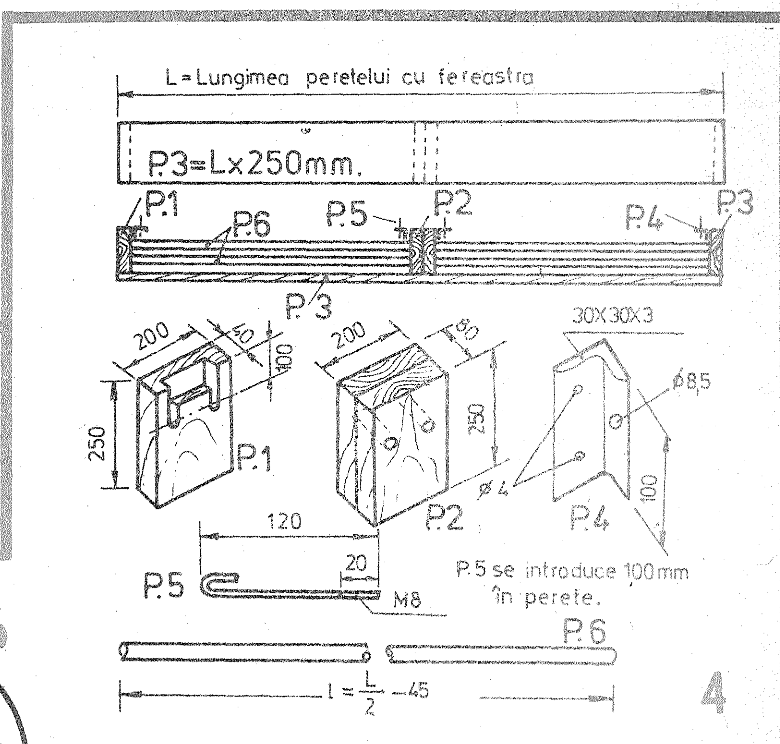
După fixarea hîrtiei în clemele de susţinere, în mijlocul ei, axat pe orificiul din capac, se va executa cu un creion o gaură de diametrul acestuia. Cantitatea mică de aer ce se absoarbe prin orificiul din hîrtie asigură ca din borcan să se absoarbă mai puţin lichid, suficient însă pentru a se împrăştia sub formă de stropi.

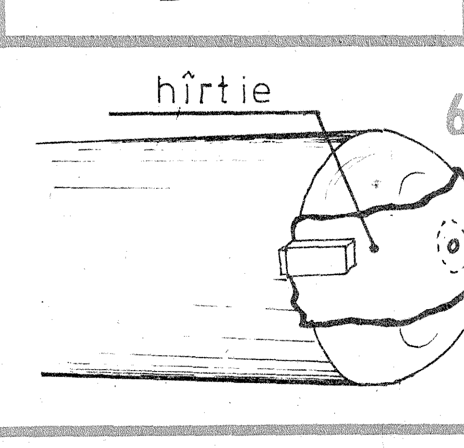
7. La vînturi puternice, evacuarea gazelor arse pe coş este mult îngreunată. Vîntul, prin curenţii turbionari creaţi la impactul cu acoperişul, are un efect de piston asupra gurii de evacuare a coşului. Consecinţele asupra tirajului produc stingerea flăcării (la arderea cu gaze naturale) şi ieşirea fumului în locuinţă (la arderea cu lemne sau cărbuni). Pentru evitarea acestor neajunsuri şi mărirea siguranţei în utilizarea cuptoarelor pentru încălzit, la gura de evacuare a coşului se va amplasa dispozitivul de siguranţă pentru tiraj prezentat în figura 7. Piesa prezentată se va executa din tablă cu grosimea de 0,5—0,75 mm.

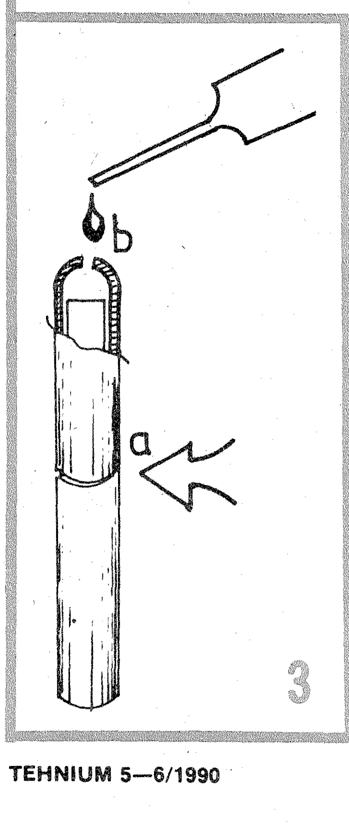
Precizăm că piesele şi obiectivele propuse mai sus se pot executa din materiale recuperate sau deşeuri neutilizabile, care îşi găsesc astfel o întrebuinţare utilă.

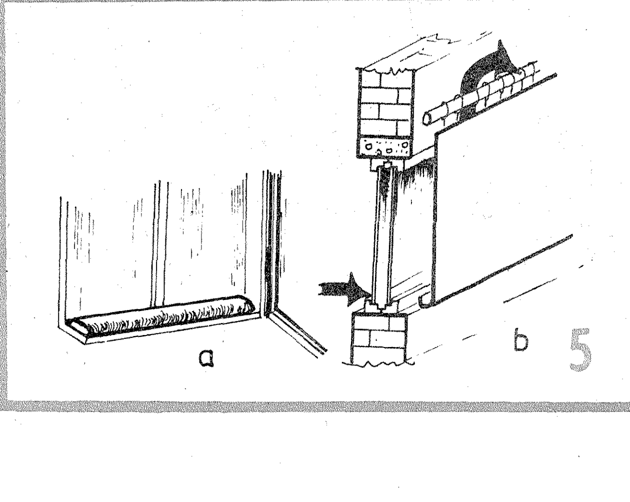


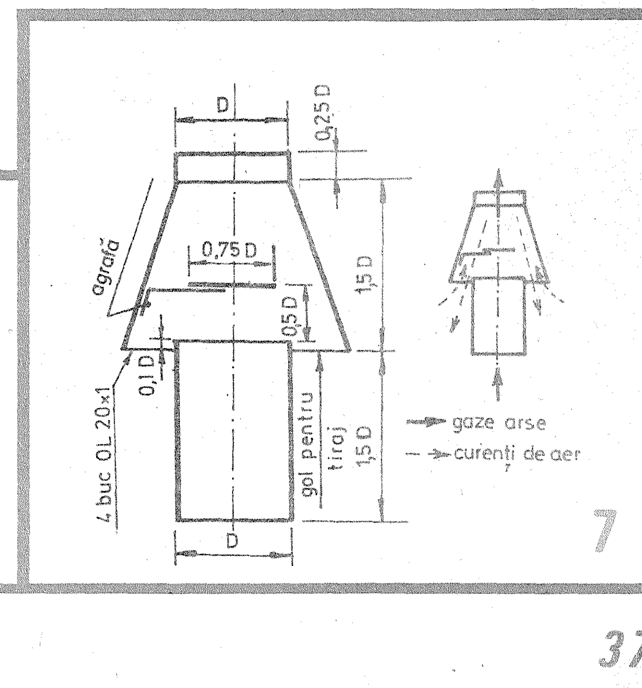






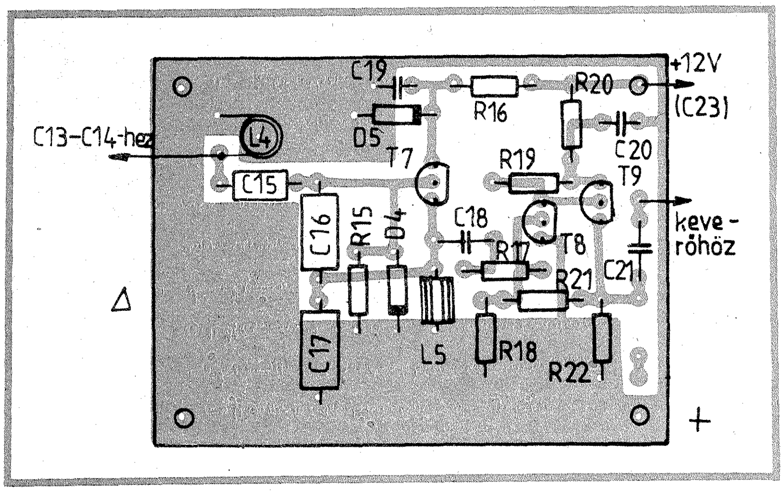


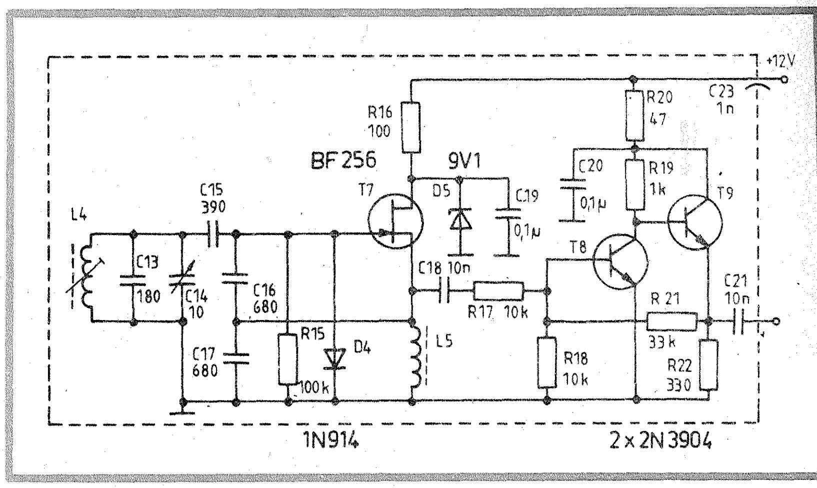




VFO

Cu o stabilitate pronunțata, construit în montaj Colpitts, oscilatorul acopera o gama de frecvențe cuprinsa între 7 și 7,1 MHz. Acoperirea





acestei game este asigurata de un condensator variabil de 10 pF. Bobina din oscilator are 17 spire din CuEm 0,3 bobinate pe un suport cu diametrul de 4 mm, prevazut cu miez magnetic.

Bobina din sursa tranzistorului FET are 10 spire CuEm 0,2 bobinate pe un mic tor de ferita.

Tranzistorul din oscilator se poate înlocui cu alt tip, cum ar fi BF245, iar tranzistoarele din etajele separatoare pot fi chiar BC170.

PRACTICAL WIRELESS, 5/1983

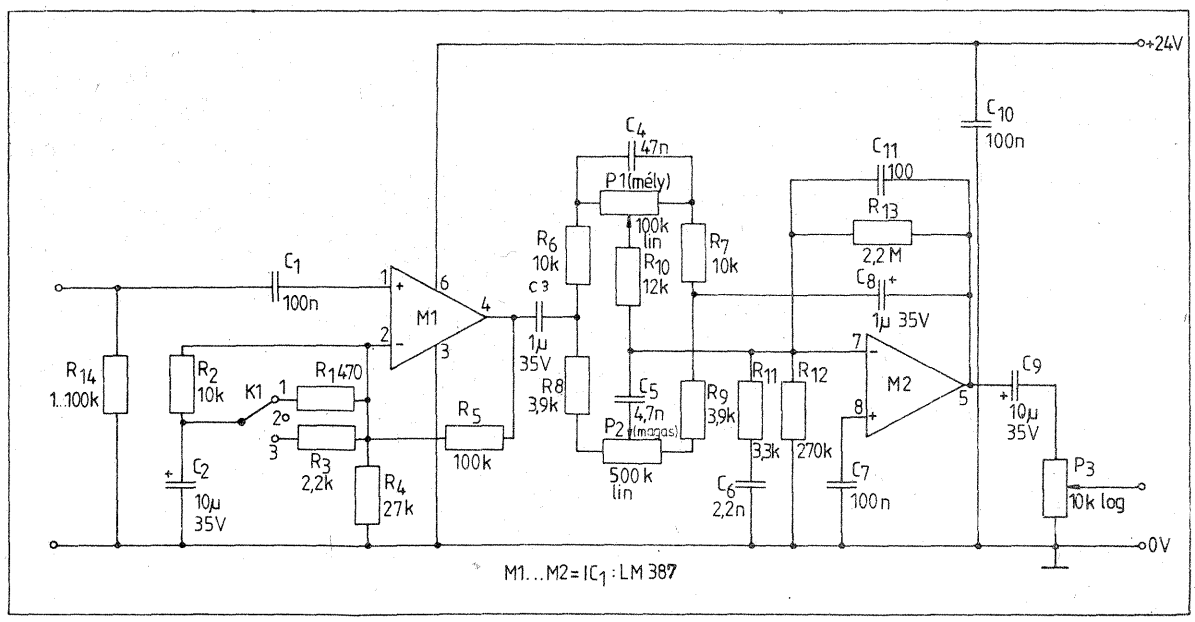
AMPLIFICATOR

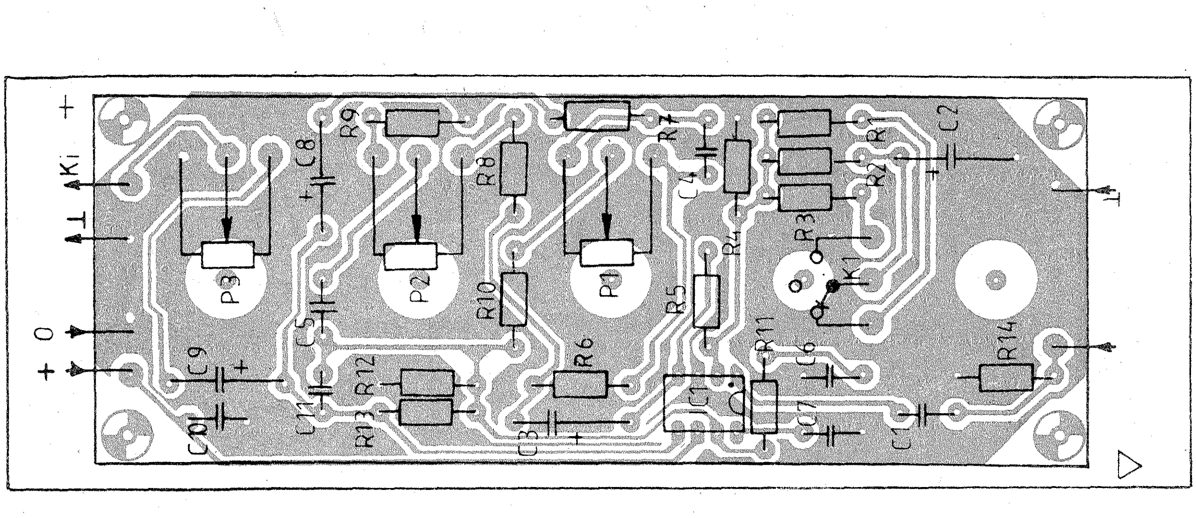
Utilizind un circuit integrat de tipul 387 (LM387 sau βM387) se poate construi un amplificator pentru chitara.

De remarcat introducerea unor circuite corectoare de ton, circuite care au eficiența de ±15 dB, atît la frecvențele joase, cît și la frecvențele înalte.

Consumul de curent este de 12 mA cînd montajul se alimenteaza la 24 V.

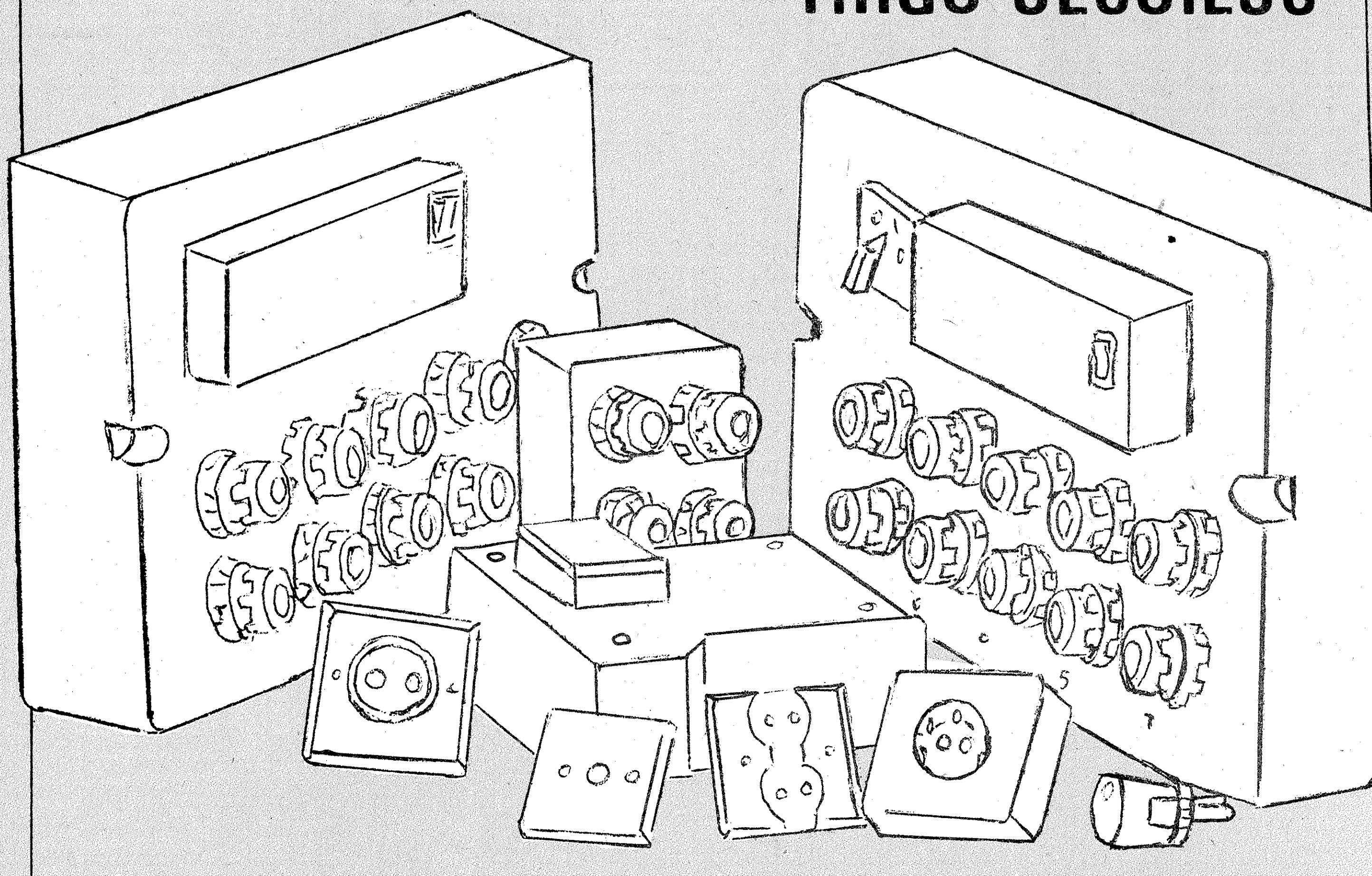
RADIOTECHNIKA, 6/1985





MIMUEE-CIETA

ÎNTREPRINDEREA DE IZOLATORI ELECTRICI DE JOASĂ TENSIUNE TÎRGU-SECUIESC



Vă oferă din gama largă a produselor pe care le execută:
— tablouri electrice tip bloc apartament cu 2—5 circuite cu siguranțe tip D sau tubulare ∅ 10x38;
— tablouri C II cu siguranțe tip D sau tubulare ∅ 10x38;
— bloc electric trifazat pentru locuințe cu siguranțe tip D;
— firidă monofazată pentru branșament;
— prize și fișe monofazațe cu bază ceramică;
— **prize** 10 A fără contacte de protecție — simple și duble;
— prize 16 A cu contacte de protecție;
— fișe 16 A cu contacte de protecție.
Produsele întreprinderii noastre se pot achiziționa și din magazinul de prezentare.

De asemenea, din magazinul de prezentare se pot procura piese de schimb pentru produsele pe care le executăm:
— inele ceramice LF25; LF63;
— capace din bachelită pentru tablouri de siguranță;
— capace de siguranță.
Utilizarea ceramicii la execuția prizelor și fișelor mărește cu mult durata de utilizare comparativ cu alte produse similare care se găsesc în mod curent în magazine.
Ne puteți scrie pe adresa: I.I.E.J.T. Tîrgu-Secuiesc, Str. Fabricii nr. 9, cod 4050, jud. Covasna, sau vă răspundem la telefon 923/62520 sau telex 68616 iiep r.

SERVICE

BOBOC TRAIAN — Rm. Vîlcea
Mulțumim pentru sugestii; multe corespund cu preocupările noastre de viitor.

CÎRLIG BOGDAN — București
Tuburile EL34 nu se pot înlocui cu 6P15.
Dacă nu aveți tuburile recomandate în schema respectivă alegeți alt montaj. Mulțumim pentru urări.

GEORGESCU SORIN — jud. Dolj
Dacă transformatorul poate debita 5 A și aparatul consumă 1 A este foarte bine și nu trebuie să vă îngrijoreze.

NOVLEANU ALEX. — Iași
Citirea valorilor condensatoarelor cu 3 benzi colorate se face ca în almanah, iar cele cu 5 benzi colorate ca în agendă.
Tranzistorul KFY34 este npn; tensiunea maximă colector-bază este egală cu 75 V, iar curentul maxim de colector este de 500 mA; KFY34 are complementar tranzistorul KFY16.

PRISECARU DAN — Bacău
Verificați alimentatorul și blocul deviație verticală.

IONESCU CRISTIAN — Brăila
Dacă ne scrieți exact ce transformator doriți să realizați, vă vom trimite datele și detaliile de construcție.

I. M.

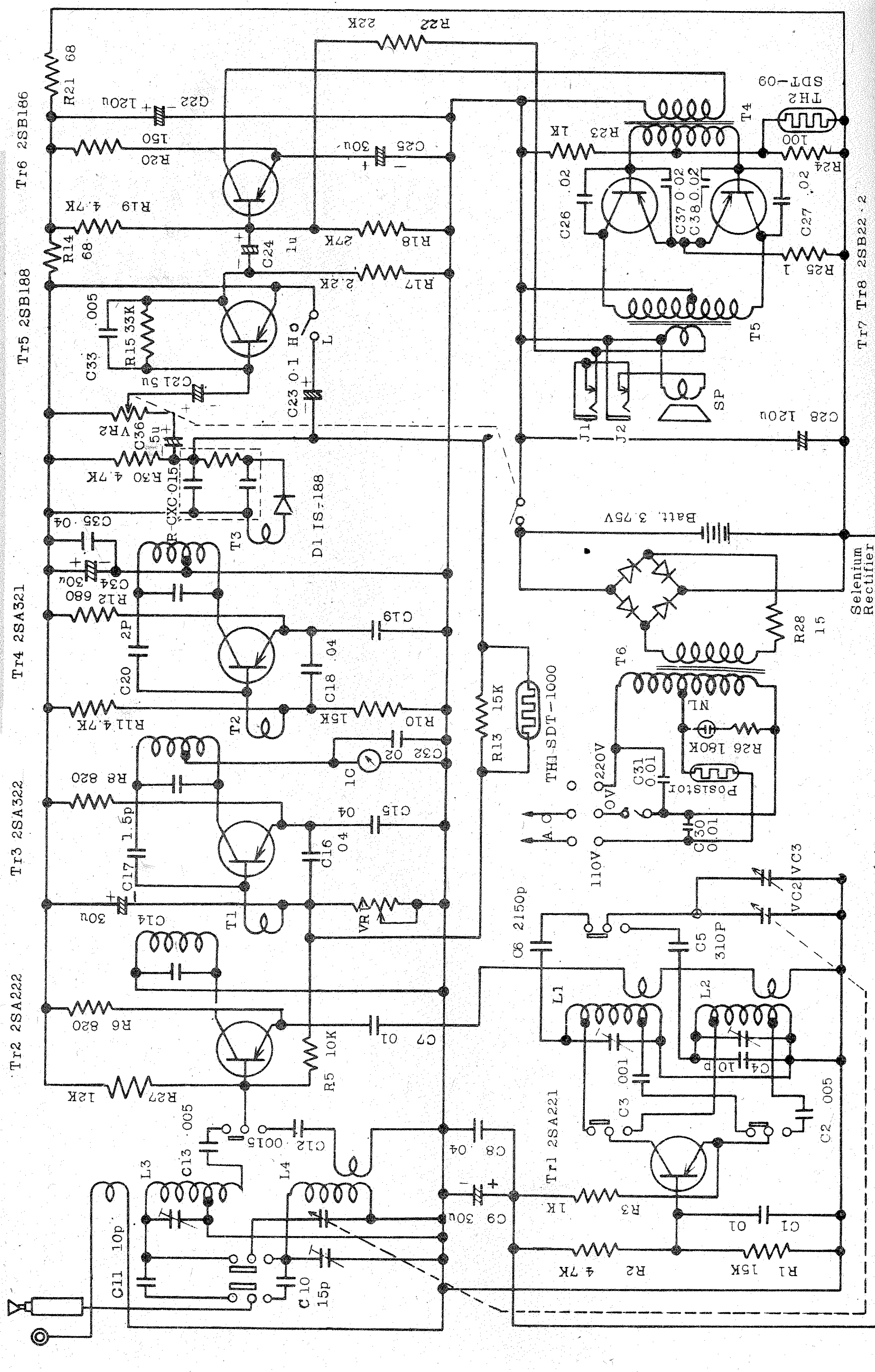
ȘELARU OVIDIU — Giurgiu

SANYO-CANDICA 8S-P25A

Radioreceptorul **Candica** model 8S—P25A, produs al firmei Sanyo, lucrează în gama undelor medii 350 kHz—1 605 kHz și în gama undelor scurte 3,9—12 MHz. Valoarea frecvenței intermediare este de 455 kHz; sensibilitatea este de 50 μV/m în UM și de 30 μV/m în US, puterea maximă audio fiind 400 mV pe un difuzor cu impedanța de 7 Ω.

Aparatul este compus din următoarele etaje: convertor, oscilator, amplificator FI, preamplificator AF, etaj AF de putere.

Alimentarea cu energie electrică se poate face de la rețea sau din trei baterii de 1,5 V.



Redactor șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Prezentare grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12–201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64–66.